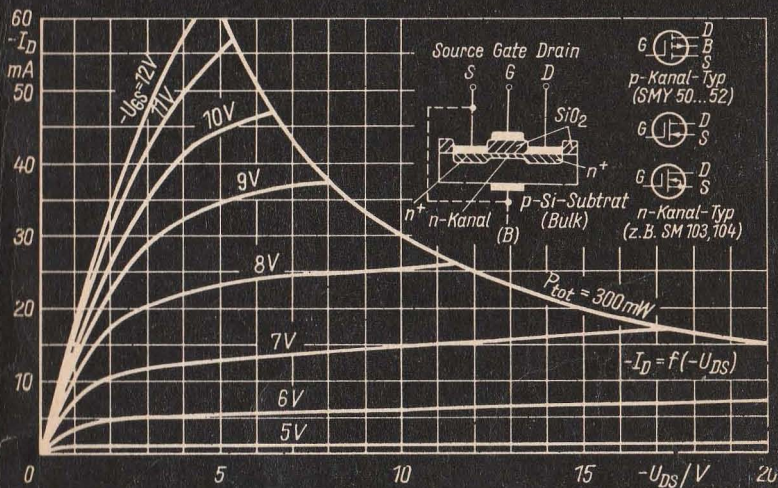


amateurreihe electronica



Hagen Jakubaschk

143

MOSFET-Schaltungspraxis

— Schaltbeispiele
mit Feldeffekttransistoren —

electronica · Band 143
Hagen Jakubaschk

MOSFET-Schaltungspraxis

Schaltbeispiele mit Feldeffekttransistoren



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1976, 1.-15. Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1976

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5

LSV: 3539

Lektor: Wolfgang Hartmann

Zeichnungen: Gudrun Maraun

Typografie: Peter Mauksch

Hersteller: Ingeburg Zoschke

Vorauskorrektor: Ingeborg Kern

Korrektor: Dietlinde Woitschig

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Redaktionsschluß: 20. 1. 1976

Bestellnummer: 745 804 3

DDR 1,90 M

Inhalt

Vorwort	5
Einleitung	6
1. Das Bauelement MOSFET	10
1.1. Aufbau und Wirkungsweise	10
1.2. Bauformen	16
1.3. Wesentlichste Kenndaten der DDR-Typen	17
1.4. Die Erzeugung der Gatevorspannung	25
1.5. Umgang mit MOSFET — Der Gateschutz	28
1.6. Temperaturabhängigkeit und Rauschverhalten	35
1.7. Der MOSFET als gesteuerter Widerstand	36
1.8. MOSFET-Prüfung	43
2. NF-Verstärkerschaltungen	47
2.1. Vorverstärker	47
2.1.1. Vorverstärker für Mikrofone und Plattenspie-	
ler	47
2.1.2. MOSFET-Vorverstärker mit großer Spannungs-	
verstärkung	50
2.2. Mischverstärker	52
2.3. Impedanzwandler mit hohem Eingangswider-	
stand	54
2.4. Der MOSFET als regelbarer Widerstand in NF-	
Leitungen	55
2.4.1. Fernbedienbare Lautstärkeregelung	55
2.4.2. Dynamik-Begrenzerverstärker für automatische	
Lautstärkeregelung	60
2.4.3. Elektronisch durchstimbare RC-Filter	64
3. Schaltungen der Elektronik	66
3.1. Impulsgrundschaltungen mit MOSFET	66
3.1.1. Der bistabile Multivibrator (Flip-Flop)	66

3.1.2.	Der monostabile Multivibrator	69
3.1.3.	Der astabile Multivibrator (Impulsgenerator)	71
3.1.4.	<i>Schmitt</i> -Trigger	72
3.2.	Zeitschalter	74
3.2.1.	Zeitschalter für allgemeine Anwendungen	74
3.2.2.	Zeitschalter für lange Zeiten	75
3.2.3.	MOSFET-Lichtmengenschalter für das Fotolabor	77
4.	Mefß- und Prüfgeräte	81
4.1.	Prüfgeräte für MOSFET	81
4.2.	MOSFET-Voltmeter	87
4.2.1.	MOSFET-Voltmeter mit <i>SMY 51</i>	87
4.3.	Sinusgeneratoren	90
4.3.1.	Wienbrückengenerator für 10 Hz ... 100 kHz ..	90
4.3.2.	RC-Phasenschiebergeneratoren (Tiefstfrequenz- generatoren)	95
4.4.	Analog direktanzeigender Kurzzeitmesser für 1 ms ... 1 s	99
5.	Sonderanwendungen	105
5.1.	Berührungsschalter	105
5.1.1.	Ein/Aus-Berührungsschalter	105
5.1.2.	Sensorumschalter mit richtungsabhängiger Be- tätigung	108
5.1.3.	Mehrteilige Berührungsschalter	109
5.2.	Konstantstrom- und Konstantspannungsquellen	112
5.3.	Linear direktanzeigender Ohmmeterzusatz zum MOSFET-Voltmeter	116
6.	Literatur	119

Vorwort

Seit einigen Jahren stehen dem Amateur neben den herkömmlichen bipolaren Transistoren auch Feldeffekttransistoren in ausreichender Menge und zum Teil sehr preiswert zur Verfügung. Nachdem in relativ zahlreichen Veröffentlichungen der letzten Jahre (u. a. in [1] und der dort zum Thema angegebenen Literatur) Grundlagen und prinzipielle Anwendungsweise der Feldeffekttransistoren in für den Amateur geeigneter Form beschrieben worden sind und auch in der vorliegenden Broschürenreihe ein einführender Band [2] hierzu erschienen ist, soll der vorliegende Band eine Sammlung praktisch erprobter, für den Amateur zugeschnittener Schaltbeispiele bringen. Demzufolge steht die anwendungsbezogene Schaltungstechnik im Vordergrund, wobei die Kenntnis der wesentlichsten Grundlagen und Eigenschaften von Feldeffekttransistoren beim Leser vorausgesetzt wird. Insoweit schließt der vorliegende Band unmittelbar an den in [2] gebotenen Stoff an.

Für die Leser, die im Besitz von [1] sind, stellt der vorliegende Band eine systematische Ergänzung zu diesem Buch dar. Auch für diese Broschüre ist ausschließlich erprobtes, mit den Mitteln des Amateurs realisierbares Schaltungsmaterial verwendet worden, das — ausreichende Sachkenntnis des Amateurs vorausgesetzt — entsprechend nachbausicher ist.

Nahmitz, im Januar 1975

Hagen Jakubaschk

Einleitung

Die vorliegende MOSFET-Schaltungssammlung ist als Übersicht über die wesentlichsten für Amateure realisierbaren Schaltungsvarianten und Anwendungen bestimmt; die einleitenden Abschnitte sind daher bewußt kurz gefaßt. Entsprechend der Materiallage wird bei allen Schaltbeispielen von den in der DDR gefertigten Feldeffekttransistortypen — die sämtlich MOSFET sind — ausgegangen. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (SFET) wurden nicht berücksichtigt. Sie sind zwar gelegentlich in geringen Mengen aus Importen auch für den Amateur erhältlich, bringen ihm aber gegenüber den DDR-Typen nur selten Vorteile oder lassen sich ohne Schaltungsänderungen gegen die hier angegebenen MOSFET-Typen austauschen. Dies gilt für n-Kanal-Sperrschicht-FET, die aus den u. a. in [2] genannten Gründen stets Verarmungstypen sind. Sie können im allgemeinen ohne Schaltungsänderung wie der DDR-Typ *SM 103/SM 104* verwendet werden. Eine nähere Behandlung dieser Problematik ist wegen der ständig schwankenden und wenig übersichtlichen Materiallage bezüglich Importtypen nicht möglich. Im Zweifelsfall kann der Amateur jedoch durch Vergleich von Typengruppe und Daten bzw. Kennlinienblatt des jeweiligen Importtyps mit den Daten der DDR-Typen über die Verwendbarkeit für die vorgestellten Schaltungen entscheiden. Die in der DDR gefertigten MOSFET sind (entsprechend der in [2] gezeigten Gruppierung) entweder n-Kanal-Verarmungs-MOSFET (Typen *SM 103, SM 104*) oder p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET (Typen *SMY 50...52, U 105* — dazu gehört auch die MOS-Schaltkreisserie *U 10...U 30... , U 700* usw.). Auf Schaltbeispiele mit der Serie Integrierter Schaltkreise der U-Typenreihe des Kombinati *VEB Funkwerk Erfurt* wurde — mit Ausnahme des in dieser Serie enthaltenen 6fach-MOSFET *U 105 D* — verzichtet; diesen Schaltkreisen wird zu

gegebener Zeit eine eigene Veröffentlichung gewidmet sein. — Für die gezeigten Schaltbeispiele kann der Amateur fast immer die zum Teil sehr preiswerten nichtklassifizierten MOSFET-„Basteltypen“ verwenden, die der Amateurbedarfshandel anbietet.

Abgesehen von der MOS-Schaltkreistechnik zeichnen sich MOSFET-bestückte Schaltungen gerade beim Amateur meist durch die Kombination von MOSFET mit den bekannten bipolaren Transistoren (sowohl Germanium- als auch Siliziumtypen) aus. Erst diese Kombinationen lassen oftmals die Anwendung des MOSFET für den Amateur sinnvoll werden. Es sei an dieser Stelle davor gewarnt, MOSFET-bestückte Schaltungen (oder solche, die ausschließlich MOSFET verwenden) immer als die „beste, weil modernste“ Lösung anzusehen; das ist gerade für den Amateurbereich ein Trugschluß. MOSFET haben — nicht nur bezüglich ihrer Empfindlichkeit gegen Überlastungen — in der Praxis auch einige Nachteile, die im wesentlichen aus dem extrem hochohmigen Eingang dieses Bauelements resultieren. Zwar ermöglicht dies — wie auch die folgenden Schaltbeispiele zeigen — oftmals vorteilhafte Schaltungsauslegungen, aber der Amateur steht dadurch bei der praktischen Ausführung der Schaltung vor Isolationsproblemen, die für den bislang nur mit bipolaren Transistoren Erfahrenen ungewohnt und nicht immer leicht zu beherrschen sind. Dies gilt besonders, wenn man MOSFET-Schaltungen auf selbstangefertigten Leiterplatten realisiert. Insbesondere bei Schaltungen, in denen der extrem hohe MOSFET-Eingangswiderstand ausgenutzt wird (z. B. Zeitschalter), werden die dabei geforderten Eingangswiderstände von 10 . . . 100 M Ω und mehr sehr schnell durch Isolationsfehler (Kriechstrombildung) im Isoliermaterial zwischen den Leiterbahnen, ungeeignete Abdecklacke, nicht sorgfältig gewässerte Leiterplatten, Lötflußmittelreste oder schon Staubablagerungen im Zusammenhang mit der Luftfeuchte zunichte gemacht. Diesen Problemen muß daher in erster Linie Aufmerksamkeit geschenkt werden, um Fehlschläge zu vermeiden. Der Amateur sollte deshalb in kritischen Fällen die mit dem Gate

eines MOSFET verbundenen Schaltungsteile so kurz wie möglich und unter Vermeidung aller nicht unbedingt notwendigen Lötstützpunkte und Leiterbahnen ausführen bzw. bei nicht vermeidbaren Leiterplattenbahnen für Gatezuleitungen auf größtmöglichen Abstand zu benachbarten Leiterbahnen achten. Abweichend von der industriellen Technologie sollte der Amateur in kritischen Fällen auf Lötaugen für Gateanschlüsse ganz verzichten, den MOSFET sowie alle mit seinem Gate verbundenen Bauelemente nur mit den restlichen Anschlüssen in Lötaugen der Leiterplatte befestigen (Kondensatoren z. B. stehend) und die Verbindungen dieser Bauelemente zum MOSFET-Gate (dessen Anschluß entsprechend abgebogen wird) ohne Lötstützpunkt freitragend vornehmen — Luft ist für den Amateur noch immer der zuverlässigste Isolator! Hierbei muß die Zweckmäßigkeit vor Schönheit und (für den Amateur nicht erforderliche) extreme Rüttelfestigkeit gehen. Weitere Hinweise zu dieser Problematik werden im folgenden noch gegeben.

Außer dem vorgenannten Punkt wird, wie die Praxis inzwischen gezeigt hat, von vielen Bastlern noch ein weiteres Problem übersehen; es bezieht sich ebenfalls auf die — gerade bei Zeitschaltern erforderlichen — hohen Isolationsgesamtwerte. Wegen der möglichen hochohmigen Widerstandsauslegungen erlauben Zeitschalter *theoretisch* sehr große Zeitkonstanten mit relativ geringen C-Werten. Hierbei geht aber der Isolationswiderstand des Kondensators mit ein, womit die Verwendung von Elektrolytkondensatoren bereits illusorisch wird (Reststrom!). Mit Foliekondensatoren (bei denen beste Isolation zu fordern ist, in Betracht kommen nur Styroflex- oder Metallschichtkondensatoren, MK-, ML-, MKC- und MKL-Typen!) sind größere C-Werte aber kostspielig und nur mit hohem Platzbedarf und wieder zusätzlichen Befestigungspunkten für diese Kondensatoren zu erreichen. Ein Ausweg wäre die Verwendung von sehr teuren und für Amateure nur schwer beschaffbaren Tantalelektrolytkondensatoren. Deshalb sind im Amateurbereich mit seinen normalen Mitteln keines-

wegs erheblich höhere Zeitkonstanten mühelos zu erreichen, als mit zweckmäßig dimensionierten Zeitschaltern herkömmlicher Art mit bipolaren Siliziumtransistoren. Die scheinbar so vorteilhafte Regel „großer Widerstand gestattet kleinen Kondensator“ ist daher in der Amateurpraxis nicht zu überschätzen, weil man dabei sehr bald in die Größenordnung der Leitfähigkeit aller vorrätigen Isolier- und Trägermaterialien kommt. Für Räume mit hoher Luftfeuchte kann ein MOSFET-Zeitschalter (z. B. für Dunkelkammer-Belichtungsuhren) — insbesondere z. B. bei unüberlegtem Aufbau auf Leiterplatte — sogar unzulässiger sein als die herkömmliche Transistorschaltung für den gleichen Zweck! Der Leser sollte deshalb stets einen kritischen Vergleich der vorgestellten MOSFET-Schaltungen mit anderen herkömmlichen bipolaren Transistorschaltungen vornehmen, wie sie z. B. [1] bietet, wenn der Anwendungszweck vorgegeben ist. Die MOSFET-Variante muß nicht immer die optimale sein!

Auf HF-Anwendungen von MOSFET wurde in dieser Broschüre aus folgenden Gründen noch verzichtet: Erstens sind die DDR-MOSFET-Typen des derzeitigen Angebots (SM- und SMY-Typen) nicht für HF-Zwecke vorgesehen, obwohl sie je nach Einzelexemplar durchaus bis in den UKW-Frequenzbereich hinein geeignet sein können — diese vom Hersteller nicht garantierte Eigenschaft kann aber nicht vorausgesetzt werden. Zweitens würde eine nähere Behandlung der Problematik von HF-Anwendungen bereits den Umfang einer eigenen Broschüre beanspruchen. Zum dritten liegen hierzu aus der Amateurpraxis derzeit noch nicht genügend verallgemeinerte, nachbausichere Beispiele und Erfahrungen vor, was auch darin begründet sein mag, daß der MOSFET für HF-Zwecke allenfalls für einen relativ begrenzten Kreis versierter Funkamateure wirkliche Vorteile bringen kann. Es erschien daher sinnvoll, diese Thematik zugunsten anderer Objekte auszuklammern. Einige Hinweise dazu sind u. a. in [11] bis [14] zu finden.

1. Das Bauelement MOSFET

1.1. Aufbau und Wirkungsweise

Feldeffekttransistoren unterscheiden sich vom herkömmlichen bipolaren Transistor wenig oder nicht in ihrer äußeren Bauform, sie kommen wie diese mit relativ geringen Betriebsspannungen aus. Ihr physikalischer Wirkungsmechanismus unterscheidet sich jedoch grundlegend vom bipolaren Transistor. Im Gegensatz zu diesem benötigen Feldeffekttransistoren praktisch keine Steuerleistung, da bei ihnen kein (bzw. ein vernachlässigbar kleiner) Eingangsstrom fließt. Dies läßt gewisse Parallelen zur klassischen Röhrenschaltungstechnik zu — trotzdem sollte der Feldeffekttransistor vom Amateur vergleichsweise eher als steuerbarer Widerstand angesehen werden. Feldeffekttransistoren werden stets auf Siliziumbasis und nach nahezu gleichen Technologien (Planartechnik) wie die bekannten bipolaren Siliziumtransistoren gefertigt. Einzelheiten hierzu sowie zur Gruppenunterteilung der verschiedenen möglichen Feldeffekttransistor-Ausführungen sind in [2] zu finden. Neben den MOSFET (*metal oxide semiconduction field effect transistor*) gibt es noch Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (SFET). Bei diesen ist die Eingangssteuerelektrode — das Gate — nicht mittels Siliziumdioxidschicht elektrisch gegen den Kanal isoliert, wie im folgenden für MOSFET gezeigt, sondern die Gateelektrode bildet mit dem Kanal einen pn-Sperrschichtübergang, der in Sperrrichtung betrieben wird und schaltungstechnisch wie eine zwischen Kanal und Gate liegende gesperrte Si-Diode angesehen werden kann. Auch dazu sind nähere Angaben in [2] zu finden. Grundsätzlich ist die Funktion von SFET die gleiche wie die von MOSFET. Beide Varianten haben für den Geräteentwickler Vor- und Nachteile, die ebenfalls in [2] erläutert sind. Für den DDR-Amateur ist im Hinblick auf SFET erwähnens-

wert, daß diese sich — wenn es sich um n-Kanal-Typen handelt — meist ebenso wie n-Kanal-Verarmungs-MOSFET (DDR-Typen *SM 103*, *SM 104*) verwenden lassen, wenn man schaltungstechnisch gewährleistet, daß die Gatesperrschicht des SFET niemals in Durchlaßrichtung gepolt betrieben werden kann (dies kann den SFET zerstören!). Die prinzipiellen Kennlinienverläufe sind beim SFET die gleichen wie beim MOSFET, lediglich einzelne Daten weichen im Betrag von denen der MOSFET *SM 103/SM 104* ab. Sofern nicht extrem hoher Gateeingangswiderstand gefordert wird (er liegt beim SFET etwa 2 bis 4 Größenordnungen niedriger als beim MOSFET), kann daher ein MOSFET oftmals durch einen SFET ersetzt werden. Bei Verwendung eines MOSFET statt eines SFET hängt es von der Schaltungsauslegung ab, inwieweit man die Diodenfunktion der Gatesperrschicht — die man bei SFET-Schaltungen häufig in die Schaltungsfunktion einbezieht — erforderlichenfalls durch äußere Parallelschaltung einer Si-Diode zwischen Gate und Source nachbilden kann, falls der SFET überhaupt ein n-Kanal-Typ ist. In diesem Fall kann ein Austausch gegen den *SM 103/SM 104* versucht werden, jedoch haben ausländische SFET oftmals höhere Steilheiten und geringere Abschnürspannungswerte als der *SM 103/SM 104*, was den Austausch weiter erschwert. Nachbauversuche ausländischer Schaltungsvorlagen mit DDR-MOSFET bleiben deshalb dem erfahrenen Amateur vorbehalten, Regeln dafür lassen sich nicht geben.

Das Funktionsprinzip des Feldeffekttransistors beruht darauf, daß der Widerstand eines sehr dünnen halbleitenden Kanals durch ein angelegtes elektrisches Feld beeinflusst wird. Ein Stromfluß zwischen der dieses Feld erzeugenden Steuerelektrode (*Gate*) und dem Kanal kommt dabei nicht zustande. Die am Gate angelegte Steuerspannung führt aber — je nach ihrer Polarität und der Beschaffenheit des Kanals — zu einer Anreicherung oder Verdrängung der die Stromleitung im Kanal bewirkenden Elektronen. Dies wirkt wie eine scheinbare Querschnittsänderung des Kanals und führt zu einer Erhöhung oder Verringerung seines Wider-

stands. Mit der Höhe der Gatespannung kann daher die durch den Kanal fließende Stromstärke beeinflusst werden. — Ähnlich wie beim „klassischen“ bipolaren Transistor gibt es auch beim Feldeffekttransistor zwei Leitfähigkeitstypen, die sich nur in der Polung der Betriebsspannungen unterscheiden. Der Kanal kann als n-dotierter Si-Kanal auf einem p-dotierten Si-Kristall (der die „Grundfläche“ bildet und *Substrat* oder auch *Bulk* genannt wird) aufgebracht sein — diese Ausführung bezeichnet man als n-Kanal-Typ oder auch als p-dotierter Si-Kanal auf n-dotiertem Substrat (p-Kanal-Typ). Außerdem sind für den Kanalbereich zwei Grundzustände (ohne äußere Gatespannung) möglich: Der Kanal kann bereits leitend vorhanden sein — dann fließt auch ohne Gatespannung ein bestimmter Strom, der sich durch die Gatespannung verringert oder bei MOSFET auch durch umgepolte Gatespannung weiter erhöht. Dieser Kanalzustand kennzeichnet den *Verarmungstyp*. Die DDR-MOSFET *SM 103* und *SM 104* sind n-Kanal-Verarmungstypen. Es ist jedoch auch eine Ausführung realisierbar, bei der der Kanal im Grundzustand (ohne Gatespannung) sperrt bzw. zunächst überhaupt nicht vorhanden ist. Er wird erst durch die angelegte Gatespannung erzeugt. Diese MOSFET-Typen ergeben daher einen Stromfluß im Kanal erst bei Anlegen einer ausreichenden Gatevorspannung. Sie werden als *Anreicherungstypen* bezeichnet. Hierzu gehören die p-Kanal-Anreicherungstypen *SMY 50* ... *SMY 52*, *U 105 D* sowie die MOS-Schaltkreise der U-10-Serie, die mit derartigen Kanaltypen realisiert werden. Die genannten beiden Typengruppen (*SM* ... und *SMY* ... / *U* ...) sind also sowohl bezüglich der Polarität des Kanals als auch bezüglich ihrer Kanalausbildung grundsätzlich verschieden in ihrer schaltungstechnischen Anwendung, obwohl der Systemaufbau ähnlich ist. Bild 1.1a zeigt den prinzipiellen Aufbau eines MOSFET, hier vom n-Kanal-Verarmungstyp (*SM 103/SM 104*). Auf dem p-leitenden Si-Substrat sind zwei der Kontaktierung dienende n-leitende Si-Zonen vorhanden, zwischen denen der nur wenige Mikrometer starke ebenfalls n-leitende Kanal besteht. Seine Oberfläche ist mit Sili-

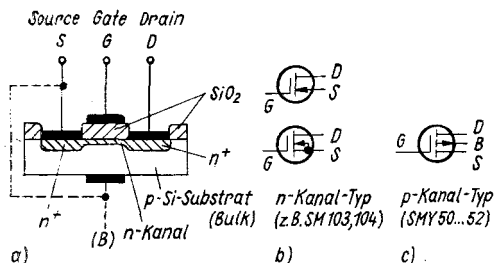


Bild 1.1 Prinzipaufbau (a) und Schaltsystem (b) eines n-Kanal-Verarmungs-MOSFET. Bei intern mit Source verbundenem Substrat ist das vereinfachte obere Schaltzeichen zulässig. Für p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET gilt Schaltzeichen c

ziumdioxid SiO_2 abgedeckt; diese Isolierschicht hat ebenfalls eine Stärke von nur wenigen Mikrometern. Auf ihr ist eine Metallelektrode als Steuerelektrode (Gate G) aufgedampft. Sie hat demzufolge keine leitende Verbindung zum Kanal. Die beiderseitigen Kanalanschlüsse werden als Source S und Drain D bezeichnet. Bei einem (nur sehr bedingt zulässigen) Funktionsvergleich mit einer Elektronenröhre könnte die Source S mit der Katode, Drain D mit der Anode und das Gate G mit dem Steuergitter verglichen werden. Eine zwischen dem Gate und einem der Kanalanschlüsse (üblicherweise der Source) angelegte Steuer- gleichspannung mit negativem Pol am Gate bewirkt eine Verdrängung der Elektronen aus dem Kanalbereich, dessen Widerstand damit ansteigt. Bei einer bestimmten, exemplar- typischen *Abschnürspannung* (auch Pinch-off-Spannung, ab- gekürzt U_p) wird die Kanalleitfähigkeit völlig unterbrochen und der Kanalstrom praktisch Null. Eine positive Span- nung am Gate bewirkt demzufolge innerhalb gewisser Gren- zen eine weitere Zunahme des — bereits ohne Gatespannung vorhandenen — Kanalstromes. Bei der praktischen Anwen- dung des MOSFET hat der Amateur zu beachten, daß zwi- schen den Kanalenden und dem Grundmaterial (Bulk) — beide bestehen aus Silizium verschiedenen Leitfähigkeits- typs — die Isolation nur durch die sich zwischen Kanal (Drain, Source) und Substrat (Bulk) ausbildende Sperr-

schicht gegeben ist, d. h., das Substrat bildet gegen den Kanal eine in Sperrrichtung vorgespannte Diode! Daher kann auch bei völlig gesperrtem Kanal noch ein (einem Diodensperrstrom entsprechender) Reststromfluß zwischen Drain und Bulk oder über diesen parallel zum Kanal auftreten. Die Tatsache, daß Drain und Source gegen das Substrat eine Diodenstrecke bilden, erfordert zunächst einmal ein definiertes Potential für das Substrat. Es ist je nach MOSFET-Typ entweder als getrennte Elektrode herausgeführt oder — z. B. bei den Typen *SM 103* und *SM 104* — innerhalb des MOSFET mit der Sourceelektrode verbunden. Dies hat praktische Bedeutung für den Anwender. Zwar sind Drain und Source zunächst identisch, so daß die an diesen Anschlüssen anliegende Polung für die Betriebsspannung gleichgültig ist (bei MOSFET mit getrennt herausgeführtem Bulkanschluß können unter bestimmten Voraussetzungen tatsächlich Drain und Source in der Schaltung vertauscht werden!). Da aber bei einem intern mit dem Source verbundenen Substrat (Typen *SM 103/SM 104*, in Bild 1.1a punktiert angedeutet) dieses mit dem Drain eine Diodenstrecke bildet, muß die Drainspannung richtig (im vorliegenden Beispiel positiv) gepolt sein, damit die Drain-Bulk-Diodenstrecke sperrt. Bei Falschpolung wird sie durchlässig und die MOSFET-Funktion damit unterbunden. Bild 1.1b zeigt das Schaltzeichen für den n-Kanal-Verarmungs-MOSFET, wobei im vollständigen Schaltsymbol die eventuell intern vorhandene Verbindung Source-Bulk dargestellt werden kann; die Richtung des Bulkpfeils kennzeichnet den Kanaltyp (hier n-Kanal). Bei MOSFET mit intern angeschlossenem Bulk, die demzufolge nur 3 Anschlüsse aufweisen, ist das in Bild 1.1b oben dargestellte vereinfachte Symbol zulässig. Der vorhandene Kanal beim Verarmungstyp wird durch die nicht unterbrochene Linie gekennzeichnet. — Der Aufbau von Anreicherungs-MOSFET ist ähnlich. In Bild 1.1a stellt man sich dabei lediglich den Kanal zwischen Drain und Source als zunächst nicht vorhanden vor. Er wird erst durch Ladungsträgeransammlung im Kanalbereich beim Anlegen einer ausreichend großen

Gate­spannung erzeugt. Anreicherungs-MOSFET ergeben daher ohne Gate­spannung keinen Stromfluß zwischen Drain und Source (für die Diodenstrecken bzw. Sperrschichtübergänge zwischen diesen Anschlüssen und dem Bulk gilt das bereits Gesagte auch hier). Erst beim Anlegen einer ausreichend großen Gate­vorspannung bildet sich ein Kanal und damit eine leitende Verbindung zwischen Drain und Source aus, und es setzt ein Kanalstromfluß ein, der dann bei weiterem Steigern der Drain­spannung entsprechend zunimmt. Die für das Einsetzen des Kanalstromes notwendige Mindestgate­vorspannung wird als *Schwellenspannung* (*Threshold*-Spannung) U_T bezeichnet und ist typ- und exemplarabhängig. Während die Schwellenspannung U_T beim Anreicherungs-MOSFET den Wert der Gate­spannung für eben beginnende Kanalleitfähigkeit (Einsetzen des Drainstromes) angibt, stellt die für den Verarmungs-MOSFET gültige Abschnürspannung U_P den Gate­spannungswert für den auf (nahezu) Null zurückgegangenen Drainstrom dar.

Die DDR-Typen SMY 50...SMY 52 und U 105 D sind Anreicherungs-MOSFET vom p-Kanal-Typ. Für sie gilt das in Bild 1.1c gezeigte Schaltsymbol (wobei der Bulkanschluß bei diesen Typen getrennt herausgeführt und daher im Symbol mitzuzeichnen ist). Der Bulk wird — wie die folgenden Schaltbeispiele zeigen — fast immer außen mit Source verbunden. Der Sourceanschluß ist im Schaltsymbol an der ihm zugekehrten Seite des Gateanschlusses erkennbar. Die Kanalart (Anreicherungstyp) wird im Symbol durch die unterbrochene Kanallinie angegeben.

Der Stromfluß im Kanal (als Drainstrom angegeben) ändert sich in einem bestimmten Verhältnis mit der Gate­spannung. Während für den vergleichbaren Zusammenhang beim bipolaren Transistor der Stromverstärkungsfaktor B oder β angegeben wird, benutzt man beim Feldeffekttransistor die aus der Röhrentechnik bekannte Angabe der *Steilheit*. Sie wird in mS (mA/V) angegeben und ist neben der Schwellen- bzw. Abschnürspannung eine weitere wichtige Kenngröße des MOSFET. Die Steilheit ist abhängig von Drain­spannung und Drainstrom und damit stark ar-

beitspunktabhängig, sie sinkt mit fallendem Drainstrom. Näheres hierzu in [2]. Die Angabe einer Steilheit ist daher nur für einen zugehörigen Wert des Drainstromes oder der Gatespannung möglich!

1.2. Bauformen

Die MOSFET aus DDR-Produktion sind sämtlich plastverkappt. Importtypen haben daneben noch andere, von den bipolaren Transistoren her bekannte, Gehäuseformen. Bild 1.2 zeigt die Bauformen und Anschlußlagen für die MOSFET der DDR-Produktion. Der n-Kanal-Verarmungs-MOSFET *SM 103/SM 104* hat äußerlich genau die gleiche Form und Größe wie die bekannten Miniplasttransistoren der DDR-Produktion und ist von ihnen äußerlich nur durch die Typenbezeichnung zu unterscheiden. Die in Bild 1.2 angegebene Anschlußlage entspricht der bei Miniplasttransistoren üblichen Sicht von unten auf die Anschlüsse. Im Unterschied dazu sind die p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET *SMY 50*, *SMY 52*, *SMY 51* und *U 105 D* (das D kennzeichnet lediglich die Plastverkappung) in der für integrierte Schaltkreise bekannten DIL-Gehäusebauform — jedoch mit unterschiedlicher Gehäuselänge und Anschlußzahl — untergebracht, wobei durch die ausgesparte Gehäuseecke die Anschlußlage eindeutig ist. Hier gilt wie bei allen in DIL-Gehäusen verkappten Schaltkreisen die Sicht

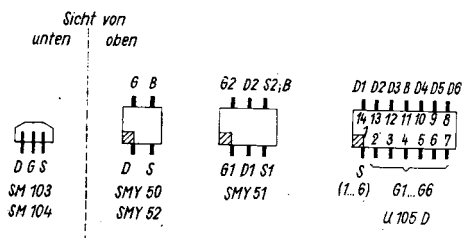


Bild 1.2 Bauformen und Anschlußlagen der MOSFET-Typen der DDR-Produktion

von oben auf das Bauelement (auf die oben liegende Ecken-
aussparung)! *SMY 50* und *SMY 52* sind einzelne MOSFET-
Systeme, die sich nur in ihren Daten unterscheiden. Da-
neben gibt es noch die Kombination zweier (bis auf das
gemeinsame Substrat) elektrisch getrennter MOSFET in
einem Gehäuse (*SMY 51*) sowie die Kombination von
6 MOSFET-Systemen auf einen gemeinsamen Substrat-
kristall (*U 105 D*). Diese Kombinationen sind für den Ama-
teur sehr wertvoll, weil man damit über 2 bzw. 6 elek-
trisch praktisch datengleiche und (wichtiger!) in zueinan-
der idealem thermischem Kontakt stehende MOSFET ver-
fügt. Insbesondere für Meßgerätezwecke und andere
Schaltungen mit Gegentakt- oder Differenzverstärkerstufen
ist damit das bekannte Problem der Übereinstimmung der
Daten- und der Betriebstemperatur (!) zweier Transistoren
auf einfachste Weise nahezu ideal gelöst. Der *SMY 51* ent-
hält auf gemeinsamem Substrat zwei MOSFET, die in ihren
Daten dem *SMY 50* entsprechen (die für *SMY 50* gültigen
Kennlinien gelten demgemäß auch für 1 System des
SMY 51), während der *U 105 D* sechs dem *SMY 50* entspre-
chende Systeme enthält, die wegen ihrer gemeinsamen Her-
stellung fast ideale Datengleichheit aller Einzelsysteme
aufweisen. Aus Gründen geringerer Anschlußzahl sind beim
U 105 D sämtliche Sourceanschlüsse intern verbunden (was
die Universalität für den Amateur leider etwas einschränkt)
und gemeinsam an Stift 1 herausgeführt. Der gemeinsame
Bulk liegt am Stift 11 des 14poligen Gehäuses. Beim *SMY 51*
ist der Bulk intern mit Source des Systems 2 verbunden, wie
in Bild 1.2 angegeben. Auf die Innenschaltung des *SMY 51*
mit den dort an den Gateanschlüssen dargestellten Z-Dioden
wird später eingegangen (Bild 1.16b). Sinngemäß ähnlich ist
die interne Schaltung des *U 105 D*.

1.3. Wesentlichste Kenndaten der DDR-Typen

Auf Definition und Benutzung der MOSFET-Kenndaten ein-
zugehen ist nicht Thema dieser Broschüre (siehe [2]). Er-

gänzend zu [2] sollen deshalb nur die Kennlinien und wichtigsten Grenzwerte der DDR-MOSFET-Typen *SM 103/SM 104*, *SMY 50...SMY 52* und *U 105 D* gezeigt werden, da es für Amateure gelegentlich schwierig ist, die entsprechenden für den Fachmann bestimmten Herstellerdatenblätter zu erhalten.

Die für Anwendungen des Amateurs wichtigen (exemplar-abhängigen!) Kennwerte sind im wesentlichen die Steilheit und insbesondere die Schwellen- bzw. Abschnürspannung. Für einige Schaltungen werden dafür Mindestwerte gefordert; in solchen Fällen ist der Amateur insbesondere bei Verwendung der preiswerten MOSFET-Bastelware (ähnlich wie vom bipolaren Transistor her bekannt) zur Exemplarauswahl gezwungen. Hinweise für geeignete Meßschaltungen werden später gegeben.

Bild 1.3 zeigt die Eingangskennlinie des *SM 103*, Bild 1.4 das Ausgangskennlinienfeld dieses Typs. Bild 1.5 und

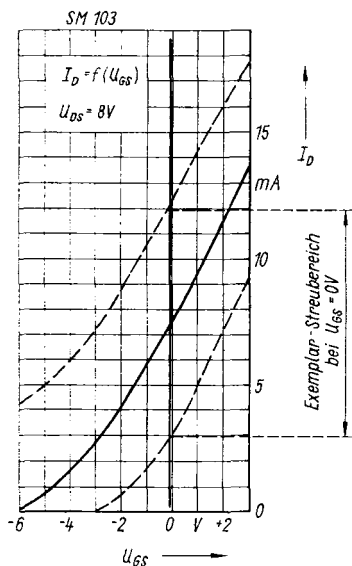


Bild 1.3
Eingangskennlinie
des MOSFET *SM 103*

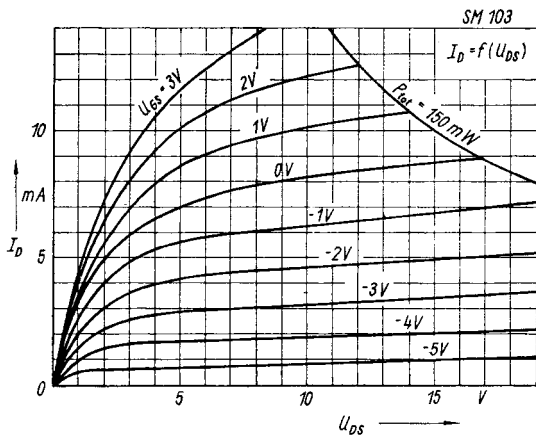


Bild 1.4 Ausgangskennlinienschar des SM 103

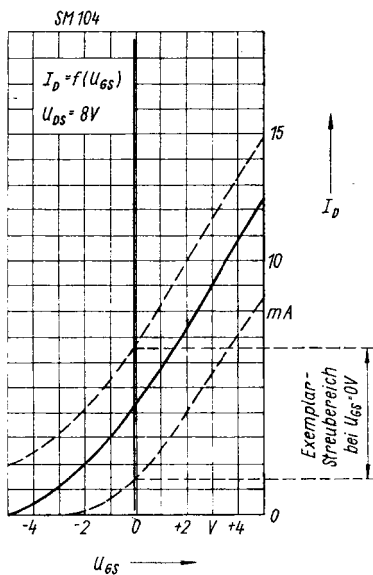


Bild 1.5 Eingangskennlinien des SM 104

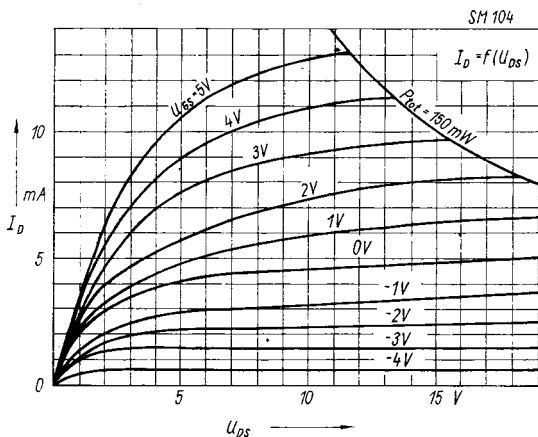


Bild 1.6 Ausgangskennlinienschar des SM 104

Bild 1.6 bringen die entsprechenden Kennlinien für den SM 104. Wie bei allen Transistoren ergeben sich auch bei der MOSFET-Herstellung beachtliche Exemplarstreuungen. Die mögliche Streubreite der Eingangskennlinie ist zur Orientierung in Bild 1.3 bzw. Bild 1.5 mit angegeben. Danach kann der Drainstrom bei Gatespannung Null beim SM 103 zwischen 3 mA und 12 mA, beim SM 104 zwischen 1,5 mA und 5,5 mA streuen; diese Zahlen gestatten beim Ausmessen ungetypter Bastlerware bereits eine grobe Orientierung. Wie die Kennlinien zeigen, hat der SM 104 neben geringerem Drainruhestrom (bei Gatespannung Null, im folgenden Text als I_{DSS} entsprechend [2] bezeichnet) auch eine geringere Abschnürspannung U_P als der SM 103, letzterer weist jedoch etwas größere Steilheit auf. Die Spannung U_P kann entweder gemessen oder informatorisch aus der (eventuell selbst für vorhandene Exemplare aufzunehmenden) Eingangskennlinie (Bild 1.3 oder Bild 1.5) entnommen werden. Man legt dazu an die Eingangskennlinie im Punkt für Gatespannung Null eine Tangente an. Sie schneidet die Spannungsgerade U_{GS} im Punkt $U_P/2$.

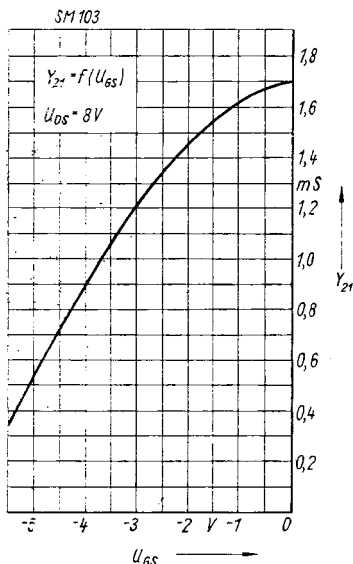


Bild 1.7
 Verlauf der Steilheit
 mit der Gatespannung
 beim SM 103

Bild 1.7 und Bild 1.8 zeigen schließlich noch den Verlauf der Steilheit in Abhängigkeit von der Gatespannung.

Die entsprechenden Eingangs- und Ausgangskennlinien für die p-Kanal-Anreicherungstypen SMY 50, SMY 51, SMY 52 und U 105 D (bei den Mehrfach-MOSFET SMY 51 und U 105 D für jeweils 1 System gültig) zeigen Bild 1.9 bis Bild 1.12. Die Schwellenspannung U_T liegt bei diesen Typen zwischen 3 V und 6 V; sie ist beim SMY 51 und U 105 D für alle Systeme annähernd gleich. Beim SM 103 kann die Abschnürspannung U_P zwischen 7,5 V und 12 V, beim SM 104 zwischen 5,5 und 8 V liegen.

Der Amateur hat außerdem noch die zulässigen Grenzwerte zu beachten, um Überlastungen des Bauelements zu vermeiden.

Für SM 103 und SM 104 beträgt bei 25 °C Umgebungstemperatur $P_V = 150 \text{ mW}$, bei höheren Umgebungstempera-

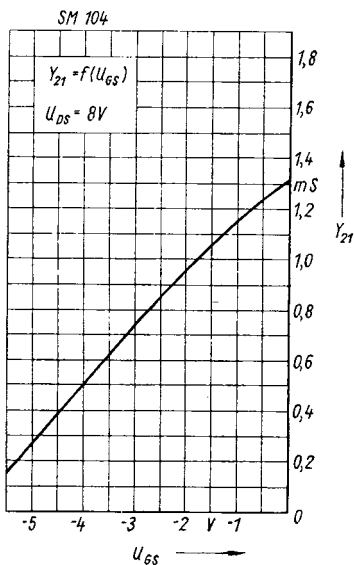


Bild 1.8
Verlauf der Steilheit
mit der Gatespannung
beim SM 104

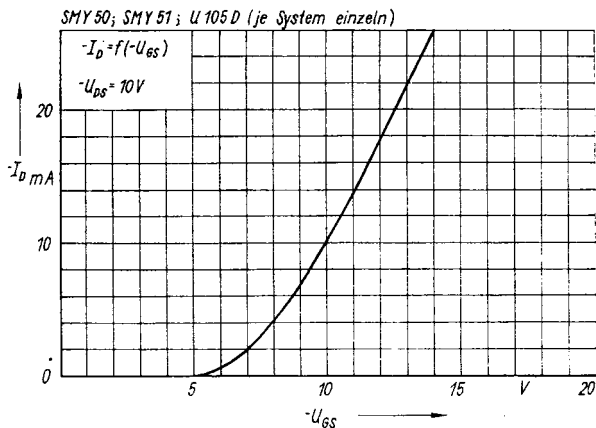


Bild 1.9 Eingangskennlinie des SMY 50, SMY 51, U 105 D. Bei den Mehrfach-MOSFET gilt die Kennlinie für jedes Einzelsystem

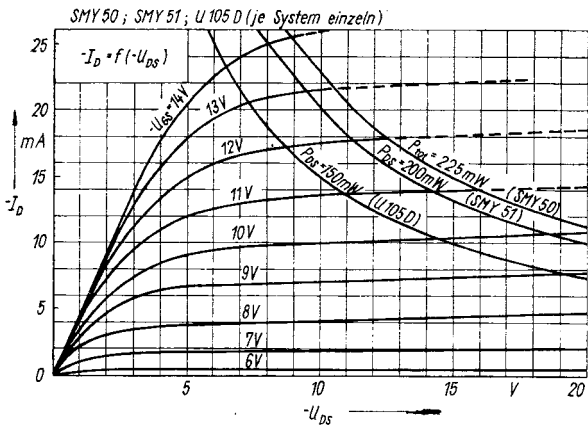


Bild 1.10 Ausgangskennlinienschar für SMY 50, SMY 51, U 105 D. Bei den Mehrfach-MOSFET gelten die Werte für das Einzelsystem

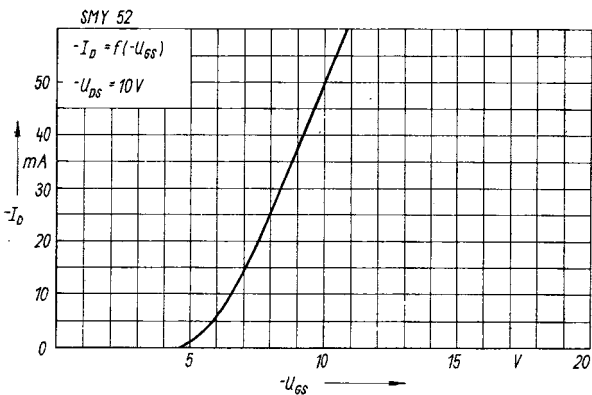


Bild 1.11 Eingangskennlinie des SMY 52

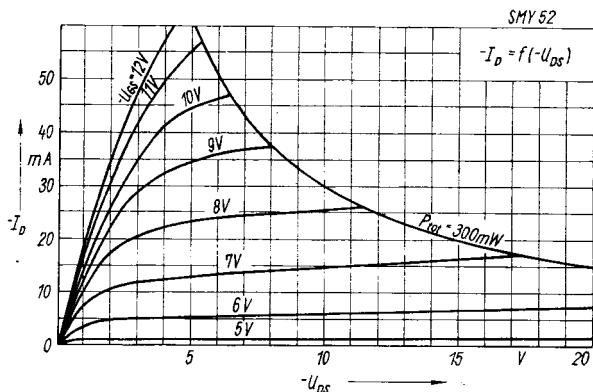


Bild 1.12 Ausgangskennlinienschar des SMY 52

turen muß sie entsprechend niedriger angesetzt werden. $I_{D \max}$ beträgt für SM 103 und SM 104 15 mA, $U_{DS \max} = 20$ V, $U_{GS \max} = 32$ V. Der Eingangswiderstand des SM 103/SM 104 liegt bei mindestens $10^{12} \Omega$ und kann vom Amateur deshalb als praktisch unendlich groß angesehen werden. Für den SMY 50 gelten folgende Grenzwerte: P_V (bei Umgebungstemperatur 25°C) = 225 mW; $I_{D \max} = 25$ mA; $U_{DS \max} = -31$ V; $U_{GS \max} = -31 \text{ V} \dots + 0,3 \text{ V}$; der Eingangswiderstand (Gate-Source) der SMY-Typen ist wegen der vorhandenen internen Gateschutzdioden (die später noch erwähnt werden) niedriger als bei den SM-Typen, beträgt aber mindestens $100 \text{ M}\Omega$, bei den meisten Exemplaren liegt er noch 1 bis 2 Größenordnungen höher. Für den Doppel-MOSFET SMY 51 gelten die gleichen Werte für jedes Einzelsystem, jedoch darf die zulässige Gesamtverlustleistung für beide Systeme bei gleichzeitiger Belastung 240 mW nicht überschreiten. Für den 6fach-MOSFET U 105 D gelten ebenfalls die für den SMY 50 genannten Daten mit der Einschränkung, daß der Gesamt-Sourcestrom 100 mA nicht übersteigen und die zulässige Verlustleistung je System 150 mW, die zulässige Gesamtverlustleistung des U 105 D 400 mW nicht überschreiten darf.

Diese Werte sind bei höheren Umgebungstemperaturen entsprechend zu reduzieren. Weitergehende Datenangaben benötigt der Amateur selten; sie sind den Herstellerdatenunterlagen [4] zu entnehmen. Auf die für die Anwendung sehr wichtigen Probleme des Gateschutzes vor Überlastungen wird in Abschnitt 1.5. gesondert eingegangen.

1.4. Die Erzeugung der Gatevorspannung

Zur Einstellung des Arbeitspunktes ist für den MOSFET im allgemeinen eine definierte Gatevorspannung erforderlich. Sie kann auf unterschiedliche Weise erzeugt werden, eine prinzipielle Übersicht gibt [2]. Man unterscheidet zwischen den n-Kanal-Verarmungs-MOSFET SM 103/SM 104 und den p-Kanal-Anreicherungstypen SMY 50...SMY 52 und U 105 D.

Der SM 103/SM 104 benötigt eine (im folgenden stets auf Source bezogene) positive Drainspannung, jedoch im allgemeinen eine negative Gatevorspannung. Wie die Eingangskennlinie (Bild 1.3 und Bild 1.5) zeigt, ist auch ein Verstärkerbetrieb bei Gatespannung Null (in Grenzen und praktisch selten von Bedeutung sogar mit positiver Gatespannung) möglich, wenn der sich dabei einstellende Drainstromwert dem vorgesehenen Arbeitspunkt entspricht. Da in Schaltungen mit diesem MOSFET-Typ meist nur eine gegen Masse positive Betriebsspannung verfügbar ist, wird die negative Gatevorspannung üblicherweise mittels Sourcewiderstands erzeugt, wie Bild 1.13 zeigt („Verwandtschaft“ mit der klassischen Röhrenverstärkerstufe).

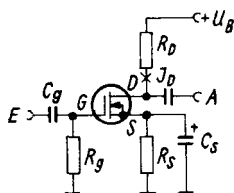


Bild 1.13
Zur Funktionserläuterung des MOSFET

Der Drainarbeitswiderstand R_D ist maßgebend für die Verstärkung der Stufe. Näherungsweise ergibt sich die Stufenverstärkung aus der (für den Arbeitspunkt entsprechend Drainstrom I_D und zugehöriger Gatevorspannung resultierenden, der Kennlinie Bild 1.7, Bild 1.8 zu ersiehenden) Steilheit $Y_{21} = S$ in mA/V und dem Wert des Drainwiderstands nach $V_u \approx S \cdot R_D$ [2]. Der Sourcewiderstand R_S — dem Katodenwiderstand bei Röhren vergleichbar — ist für Wechselspannung in bekannter Weise kapazitiv überbrückt (C_S), während der Drainstrom (= Sourcestrom) an ihm einen Spannungsabfall erzeugt, der die Source gegen Masse positiv vorspannt. Das Gate liegt über R_g an Masse und hat — weil kein Gatestromfluß auftritt — Massepotential, ist somit um den Wert der über R_S abfallenden Spannung negativ gegen Source vorgespannt. Mit R_S wird demzufolge die Gatespannung und damit der Arbeitspunkt gewählt. Soll der Transistor mit dem Drainruhestromwert und der Gatespannung Null betrieben werden, so entfallen R_S und C_S , die Source liegt an Masse. Gatewiderstand R_g ist in jedem Fall erforderlich, kann aber sehr hohe Werte (100 M Ω und mehr) haben.

Grundsätzlich anders erzeugt wird die Gatevorspannung für die p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET *SMY 50 ... SMY 52, U 105 D*. Während bei Verarmungstypen die Gatespannung im allgemeinen eine zur Drainspannung entgegengesetzte Polarität hat, ist für den Anreicherungs-MOSFET eine Gatevorspannung erforderlich (um überhaupt Drainstromfluß zu bewirken), die die gleiche Polarität wie die Drainspannung hat und daher mühelos aus dieser abgeleitet werden kann. Die schaltungstechnisch unbequeme und gelegentlich zu Dimensionierungsproblemen führende Sourcekombination R_S, C_S nach Bild 1.13 entfällt also für diese MOSFET. Bild 1.14 zeigt zwei häufig angewendete Varianten für Anreicherungs-MOSFET. R_D ist auch hier der Arbeitswiderstand der Stufe. Die Betriebsspannung — U_B hat wie die Gatevorspannung bei diesen Typen einen negativen Wert. Damit bieten sich die aus der bipolaren Transistortechnik bekannten Varianten an. Bild 1.14a zeigt die

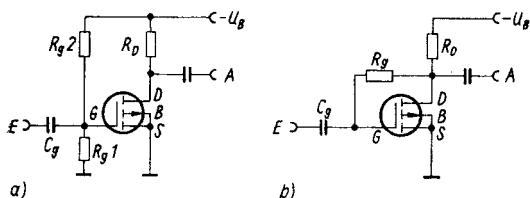


Bild 1.14 Gatevorspannungserzeugung bei p-Kanal-Anreicherungstypen.
a – mit Spannungsteiler am Gate, b – Ableitung der Gatespannung mittels Gegenkopplung von der Drainspannung

Gatevorspannungserzeugung durch Spannungsteiler. Das Verhältnis R_{g2}/R_{g1} bestimmt zusammen mit $-U_B$ die Gatevorspannung. Da der Gatestrom auch hier praktisch Null ist, können beide Widerstände erforderlichenfalls sehr hochohmig (einige Megaohm) sein. In Bild 1.14b wird eine Arbeitspunktstabilisierung (Gegenkopplung) benutzt, die allerdings verstärkungsmindernd wirkt. R_g hat deshalb entweder einen sehr hohen Wert (mehrere zehn Megaohm), oder man unterteilt diesen Widerstand und entkoppelt in der „Mitte“ von R_g mit einem Kondensator gegen Masse, um die Gegenkopplung für Wechselspannung unwirksam zu machen. Der MOSFET stellt sich in dieser Schaltung automatisch mit seinem Arbeitspunkt immer auf eine Drainspannung (gegen Masse gemessen) ein, die näherungsweise dem für den über R_D und $-U_B$ vorgegebenen Drainstrom gültigen Arbeitspunkt entspricht. Bei großem Wert für R_D und entsprechend geringem Drainstrom (μA -Bereich) entspricht die Drainspannung dann näherungsweise der Schwellenspannung des MOSFET-Exemplars. Der so gewählte Arbeitspunkt stabilisiert sich automatisch. Durch Einfügen eines Gatewiderstands gegen Masse ist eine Kombination der Varianten Bild 1.14a und Bild 1.14b und damit Wahl eines anderen Arbeitspunktes (höhere Drainspannung) ohne Verlust der Stabilisierung möglich. Für Verstärkerschaltungen wird stets eine der Schaltungsvarianten nach Bild 1.13 bzw. Bild. 1.14 angewendet.

1.5. Umgang mit MOSFET – Der Gateschutz

Beim Einbau von MOSFET sind zunächst die üblichen Lötvorschriften zu beachten, wie sie in annähernd gleicher Form auch für die Verwendung der bekannten Miniplasttransistoren gelten. Diese und die weiteren Vorschriften bezüglich unzulässiger Biegebeanspruchungen der Anschlüsse usw. können als bekannt vorausgesetzt werden. Darüber hinaus sind MOSFET jedoch außerordentlich empfindlich gegen Spannungsüberlastungen am Gateanschluß. Wie aus Bild 1.1 schon hervorging, besteht das Gate aus einer isoliert aufgetragenen Metallschicht mit wenigen Picofarad Eigenkapazität und extrem geringer Fläche. Die SiO_2 -Isolierschicht ist bei MOSFET extrem dünn und wird daher schon bei geringer Überschreitung der maximal zulässigen Gatespannung durchschlagen. Ein solcher Gateisolationdurchschlag führt zu bleibendem Schluß zwischen Gate und Kanal, womit der MOSFET unbrauchbar ist. Bei der geringen Eigenkapazität des Gates und dem extrem hohen Widerstand der Gateisolation genügen aber bereits sehr geringe elektrische Ladungsmengen als statische Ladung auf dem Gate, um gefährlich hohe Feldstärken in der Gateisolation zu erzeugen. Der „Hauptfeind“ des Gateanschlusses ist – neben unzulässig hohen Gatespannungsimpulsen bei fehldimensionierten Schaltungen – die statische Elektrizität, die bei offenem Gateanschluß zu dessen Aufladung führt. Hierfür genügt bereits Reibungselektrizität, wie sie etwa beim Tragen der heute üblichen synthetischen Faserstoffe während des Arbeitens entsteht, sowie die Reibung des MOSFET-Plastgehäuses an den Plastikwandungen von Aufbewahrungsbehältern (MOSFET deshalb stets in Metallbehältern aufbewahren!). Tatsächlich kann ein MOSFET schon beim zufälligen Berühren des offenen Gateanschlusses aus „unerklärlichen“ Gründen unbrauchbar werden. Um den Einfluß der nie restlos vermeidbaren Reibungselektrizität und das Entstehen statischer Aufladungen des Gates zu vermeiden, werden MOSFET vom Hersteller grundsätzlich entweder mit kurzgeschlos-

senen Anschlüssen oder einzeln, in Metallfolie eingewickelt, geliefert. Diese Schutzmaßnahmen sollte man erst unmittelbar vor Verwendung entfernen. Zur Beseitigung statischer Aufladungen genügt bereits ein relativ hoch-ohmiger Widerstand zwischen Gate und einem der Kanalanschlüsse oder dem Substrat. In der Schaltung eingesetzte MOSFET sind gegen statische Aufladungen deshalb im allgemeinen schon durch den jeweils vorhandenen Gatewiderstand weitgehend geschützt. Falls von Geräteeingängen oder vorhergehenden Stufen her mit energiereicheren Überspannungsspitzen, als sie statische Aufladungen darstellen, zu rechnen ist, sind allerdings zusätzliche Schutzmaßnahmen in der Schaltung erforderlich, auf die im folgenden eingegangen wird. Zuvor jedoch noch einige Hinweise zu der kritischsten Phase im Umgang mit dem MOSFET, nämlich dem Weg aus der Verpackung des Herstellers bis zum vollzogenen Einsatz im Gerät. Der Amateur kann die folgenden praktischen Hinweise nicht ernst genug nehmen.

Zunächst zu den — wegen des Fehlens interner Schutzmaßnahmen besonders gefährdeten — MOSFET-Typen *SM 103/SM 104*. Sie werden vom Hersteller mit kurzgeschlossenen Anschlüssen (Lötzinnperle zwischen Gate und benachbartem Source- oder Drainanschluß) geliefert. Bevor diese Kurzschlußlötperle vorsichtig mit der Lötkolbenspitze abgezogen wird, ist das Gate provisorisch gegen Source oder Drain kurzzuschließen. Hierzu eignet sich ein stramm zwischen die Anschlüsse gezogenes Bronzedrähtchen (falls es wirklich fest sitzt!) oder ein zwischen die Anschlüsse geklemmtes Alufoliekügelchen (Haushaltfolie). Dieser Kurzschluß wird erst nach vollständigem Einlöten des MOSFET in die Schaltung wieder entfernt! Nach Versuchen nicht mehr benötigte MOSFET sofort wieder mit Zinnperle kurzschließen (Drähtchen oder Alufoliekügelchen sind auf Dauer zu unsicher) und in Vorratsbehältern aus Metall, Pappe oder unlackiertem (!) Holz — Materialien, auf denen sich keine statischen Aufladungen bilden können — aufbewahren! Der Amateur wird aber gelegentlich für Versuchs-

zwecke MOSFET auszuwechseln oder auszumessen haben. Hierzu eignen sich sehr gut die bekannten 5poligen Transistorsteckfassungen, wie sie auch für Miniplasttransistoren bekannt sind (für SMY-Typen mit zwei Anschlußreihen werden 2 solcher Fassungen parallel angeordnet, für den Typ *U 105 D* wird eine 14polige Schaltkreis-Steckfassung verwendet). Um während solcher Versuchsreihen ein häufiges Löten an den MOSFET zu vermeiden, bewährt sich folgende Arbeitsanordnung: Keine synthetischen Bekleidungsstücke tragen und alle entbehrlichen Plast- oder Kunststoffgegenstände vom Arbeitsplatz räumen! Die Arbeitsunterlage soll schwach leitend (unlackierte Holzplatte genügt) und geerdet sein (Metallfolie unter Holzplatte). Eine flache metallene Ablageschale wird leitend sowohl mit dem MOSFET-Vorratsbehälter als auch mit Masse der Versuchsschaltung verbunden. Nunmehr muß noch die Hand des Arbeitenden selbst mit Sicherheit auf das gleiche Potential gebracht werden. Dies gelingt, wenn man sich zur Gewohnheit macht, jedesmal beim Ergreifen eines MOSFET zugleich den Handballen oder die andere Hand auf die Metallablagefläche aufzulegen. Wer sicher gehen will, sollte sich mit einem um das Handgelenk gelegten blanken Draht unmittelbar an Masse der Versuchsanordnung „anschließen“. Es kommt dabei nicht so sehr auf tatsächliche Erdung des Ganzen, sondern auf untereinander stets gleiches Potential an. Unter diesen Voraussetzungen kann ein MOSFET auch bei offenem Gateanschluß mit Daumen und Zeigefinger ergriffen und in den Stecksockel eingesetzt oder in das Aufbewahrungsgefäß oder die Ablageschale zurückgelegt werden. Man faßt den MOSFET dabei, über sein Plastgehäuse greifend, so an, daß die Fingerkuppen das Gate gegen die Nachbaranschlüsse überbrücken. Durch diesen Feinschluß wird zusätzliche Sicherheit gegen Gateaufladung erreicht — vorausgesetzt, die Hand hat stets das Potential des jeweiligen letzten Aufbewahrungsortes des MOSFET bzw. der Versuchsanordnung. Daß auch der benutzte Lötkolben mit auf das gleiche Potential zu legen (nicht etwa getrennt zu erden!) ist, versteht sich von selbst.

Die Fingerkuppen werden erst von den MOSFET-Anschlüssen genommen, wenn alle Anschlüsse einwandfrei kontaktiert sind. Sinngemäß ebenso verfährt man mit MOSFET der *SMY*-Serie, die man von oben her bei den Austrittsstellen der Anschlüsse aus dem Gehäuse greift. Ein Berühren offener MOSFET-Anschlüsse ohne vorherige Gewährleistung eindeutig gleicher Potentiale unbedingt vermeiden! Sinngemäß gelten diese Hinweise auch bei Fehlersucharbeiten an MOSFET-Schaltungen, hierbei ist auch bei angeschlossenem Gate sehr große Vorsicht geboten. Während die Gates von MOSFET der Typenreihe *SM 103/SM 104* (und aller vergleichbaren Importe) intern völlig ungeschützt sind, weisen die MOSFET der Serie *SMY 50...SMY 52/U 105 D* interne Gateschutzdioden auf. Es handelt sich dabei um im System integrierte winzige Z-Dioden zwischen Gate und Substrat, deren Z-Spannung etwas über dem Wert der höchstzulässigen Gatespannung liegt. Bei Gateüberspannungen werden diese Dioden durchlässig und leiten die Gateaufladung gegen das Substrat ab. Leider bewirken diese Dioden u. a. ein merkliches Absinken des Gateeingangswiderstands ($10^8 \dots 10^{10} \Omega$ gegenüber $10^{12} \dots 10^{14} \Omega$ bei ungeschützten MOSFET-Gates), was sich aber im Amateurbereich meist noch nicht störend auswirkt. Der Amateur tut jedoch gut daran, solche integrierten Gateschutzdioden als nicht vorhanden anzusehen — sie können allenfalls geringe statische Ladungsmengen ableiten und dürfen deshalb auch nicht extern belastet oder schaltungstechnisch ausgenutzt (nicht in Schaltungen „eingeplant“) werden! Der für die Gateschutzdioden der Typenreihe *SMY 50...SMY 52* zulässige Z-Diodenstrom beträgt z. B. nur maximal 0,1 mA! Obwohl also die *SMY*-Typen in bezug auf offenen Gateanschluß nicht ganz so „handhabungsempfindlich“ sind wie die *SM*-Typen, sollte man sich auf ihren internen Gateschutz besser nicht verlassen und die oben empfohlenen Maßnahmen auch beim Umgang mit *SMY*-Typen anwenden. Schaltungstechnisch muß man stets dafür sorgen, daß das Gate nicht spannungsmäßig überlastet werden kann. Sofern ein MOSFET-Gate über einen Widerstand — der meh-

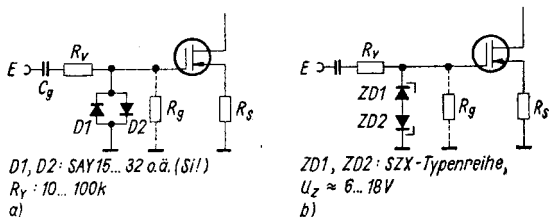


Bild 1.15 Gateschutzmaßnahmen. a – Antiparallelschaltete Dioden bei Eingangsspannungen unter 0,5 V, b – Z-Dioden in Antiserienschaltung ermöglichen höhere Eingangsspannung und höheren Eingangswiderstand

rere Megaohm betragen darf – an Masse oder an einem vorhergehenden Schaltungspunkt mit galvanischem Durchgang nach Masse oder Betriebsspannung liegt und in der gesamten Schaltung keine Spannungen auftreten, die die Grenzwerte des MOSFET überschreiten, sind besondere Schutzvorkehrungen entbehrlich. Anders sieht das in dem – die Regel darstellenden – Fall aus, in dem das MOSFET-Gate unmittelbar einem Geräteeingang nachfolgt. Hier muß stets mit Überspannungen (Anschluß- oder Bedienungsfehler, Fehlströme auf Eingangszuleitungen usw.) gerechnet werden. Bild 1.15 zeigt für diesen Fall mögliche Schutzmaßnahmen. Wenn am Eingang E nur geringe Wechselspannungen (maximal etwa 0,3 V~) auftreten – NF-Verstärkereingänge, MOSFET-Voltmeter-Eingänge o. ä. –, genügt gemäß Bild 1.15a eine Antiparallelschaltung zweier Si-Dioden D1, D2. Beim Überschreiten der Si-typischen Schleusenspannung (etwa 0,5 V—) wird D1 oder D2 leitend. Bei sehr niederohmiger Quelle oder offenen Eingängen (Steckbuchsen bei E) sollte dann R_V vorgesehen werden, um bei größeren Überspannungen den Diodenstrom zu begrenzen und die Überlastung von D1, D2 zu verhindern. Solange D1 und D2 sperren, macht sich R_V wegen des hochohmigen Gateeingangs kaum bemerkbar. Der schaltungs-technisch meist notwendige Gatewiderstand R_g kann bei sehr hochohmigem Eingang unter Umständen entfallen,

weil er bereits durch den endlichen Sperrwiderstand der Dioden gebildet wird, den man je nach Diodentyp mit etwa $10 \dots 100 \text{ M}\Omega$ ansetzen kann. Falls so hohe Eingangswiderstände nicht benötigt werden, wird R_g mit dem ursprünglich vorgesehenen oder vorgegebenen Wert belassen. Bei höheren Eingangsspannungen ist die Variante nach Bild 1.15a nicht mehr verwendbar, weil die Dioden die Eingangsspannung begrenzen. Man benutzt dann gemäß Bild 1.15b eine Antiserienschaltung zweier Z-Dioden, deren Z-Spannung unkritisch ist, aber über dem Wert der bei E maximal vorgesehenen Eingangsspannung und unter dem zulässigen Grenzwert für die Gatespannung liegen soll. Die Lösung nach Bild 1.15b ist auch in bezug auf kapazitätsarmem und sehr hochohmigem Eingangswiderstand vorteilhafter, Variante Bild 1.15a jedoch preisgünstiger. Da zwischen MOSFET-Gate und Masse bei SM-Typen keine Gatevorspannung auftritt (Bild 1.13), sind die Varianten nach Bild 1.15 vorwiegend bei diesen MOSFET-Typen anzutreffen. Für Anreicherungs-MOSFET (*SMY 50 ... SMY 52, U 105 D*) ist die Lösung nach Bild 1.15b nur bedingt, die nach Bild 1.15a wegen der vorhandenen gegen Masse negativen Gatevorspannung nicht anwendbar. Hier empfiehlt sich als günstigste Lösung eine Beschaltung mit „Klemmdioden“, die in Sperrichtung vorgespannt sind (Bild 1.16a).

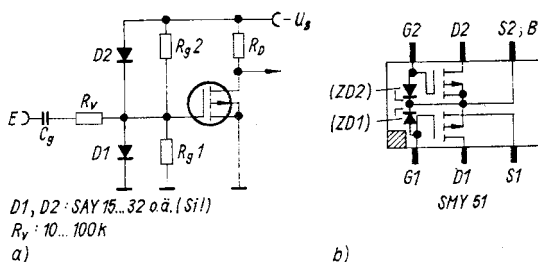


Bild 1,16 a - Gateschutz mit vorgespannten Dioden, b - Innenschaltung des *SMY 51* mit den intern integrierten Gateschutzdioden $ZD1, ZD2$

Zu R_V gilt das bei Bild 1.15a Gesagte. Bild 1.16b veranschaulicht am Beispiel des Doppel-MOSFET *SMY 51* (siehe auch Bild 1.2) die intern vorhandenen Verbindungen, außerdem sind hier die bereits erwähnten integrierten Gateschutzdioden (Miniatur-Z-Dioden, ZD1, ZD2) mit dargestellt, die jedoch die Maßnahme nach Bild 1.16a nicht immer überflüssig machen. Da diese integrierten Schutzdioden ohnehin nicht für externe Begrenzer- oder Gleichrichtungszwecke benutzt werden dürfen, stellt man sie im Schaltsymbol grundsätzlich nicht mit dar. Für diejenigen Amateure, die gelegentlich mit importierten Sperrschicht-FET in Berührung kommen, sei noch erwähnt, daß sich SFET wegen der Diodenwirkung ihrer Gatesperrschicht bezüglich Gateüberlastungsgefahr etwa ebenso verhalten wie die hier dargestellten *SMY*-MOSFET mit integrierter Schutzdiode. Sie sind also keineswegs „robuster“ als letztere! Insbesondere ist bei SFET im allgemeinen ein Betrieb der Gatediodenstrecke (Gatesperrschicht) in Durchlaßrichtung unzulässig, er kann aber bei am Gate anliegender Wechsellspannung leicht unbemerkt auftreten und den SFET dann sofort zerstören. Bei SFET ist also die Einhaltung einer Mindestgatevorspannung besonders wichtig, um ungewollte Gleichrichtungseffekte zu vermeiden. Wo derartige Effekte — in ausländischen Schaltungsvorlagen gelegentlich zu sehen — „eingeplant“ sind, müssen entweder die angegebenen Originaltypen benutzt oder (Ersatz bei annähernder Datengleichheit des DDR-MOSFET *SM 103/SM 104*) eine zusätzliche Diode parallel zu Gate-Source des *SM 103/SM 104* mit Diodenanode zum Gate vorgesehen werden; geeignet dafür ist die Typenreihe *SAY 15... SAY 32*. Ein Ersatz von p-Kanal-SFET durch *SM 103/SM 104* ist selbstverständlich nur dann möglich, wenn die Gesamtschaltung ein Umpolen der Betriebsspannung und aller noch vorhandenen polaritätsabhängigen Bauelemente zuläßt, was meist nicht der Fall sein wird. Ein Ersatz von SFET in HF-Schaltungen ausländischer Herkunft durch *SM 103/SM 104* scheitert außerdem oftmals an zu geringer Steilheit der letzteren gegenüber dem Originaltyp. Daten enthält [23].

1.6. Temperaturabhängigkeit und Rauschverhalten

Auf Temperaturabhängigkeit und Rauschverhalten der MOSFET geht [2] näher ein, auch in [5], [6] sind dazu Angaben zu finden. Hier können nur einige Richtlinien und Anhaltswerte ohne nähere Begründung gegeben werden. Wie bei allen Halbleitern ändern sich die Betriebsparameter auch beim MOSFET mit der Temperatur, jedoch treten dabei im Gegensatz zu bipolaren Transistoren zwei gegenläufige Komponenten auf: Mit steigender Temperatur verringert sich der Drainstrom, zugleich steigt die Abschnürspannung U_p bzw. Schwellenspannung U_T an. Beide Einflüsse kompensieren sich in einem temperaturunabhängigen Arbeitspunkt. Dieser liegt für Verarmungs-MOSFET (*SM 103/SM 104*) etwa beim Drainstrom $\approx 0,25 \cdot I_{DSS}$. Für Schaltungen, bei denen es auf besonders hohe Temperaturstabilität ankommt, muß man den Arbeitspunkt dementsprechend wählen. Ein ähnlich optimaler Arbeitspunkt läßt sich auch (typenabhängig) für Anreicherungs-MOSFET feststellen. Für die Typenreihe *SMY 50 ... SMY 52/U 105 D* liegt der für den Temperaturkoeffizienten Null gültige Drainstrom bei (exemplarabhängig) etwa $1 \dots 4$ mA. Für Differenzverstärker, bei denen es auf gute Nullpunktstabilität ankommt (Gleichspannungsmeßverstärker u. ä.), wählt man den Drainstrom in diesem Bereich. Bei Verwendung von p-Kanal-Anreicherungstypen bietet sich der Doppel-MOSFET *SMY 51* als ideales Bauelement an, weil dann zwangsläufig auch die notwendige Gleichheit aller Daten beider MOSFET-Systeme gegeben ist. Beim Aufbau eines solchen Differenzverstärkers mit n-Kanal-Verarmungstypen (*SM 103/SM 104*) muß man Exemplare mit gleicher Abschnürspannung U_p und gleichem Drainruhestrom I_{DSS} auswählen („paaren“) und dafür sorgen, daß beide MOSFET stets gleiche Temperatur haben.

Das Rauschverhalten von Feldeffekttransistoren ist vergleichsweise sehr günstig; hier muß allerdings zwischen HF- und NF-Anwendungen unterschieden werden. Im NF-Bereich verhalten sich MOSFET ungünstiger als SFET, wo-

bei für das MOSFET-Rauschen im NF-Bereich vorwiegend das mit hohem relativem Anteil vorhandene Funkelrauschen maßgebend ist ([2]). Das Rauschen verhält sich umgekehrt proportional zum Drainstrom, so daß man rauscharme NF-Vorverstärkerstufen mit MOSFET-Bestückung vorteilhaft mit relativ hohem Drainstrom betreibt. Hierbei sind außerdem auch Steilheit und somit Stufenverstärkung am größten. Weiterhin besteht eine Abhängigkeit zwischen dem NF-Generatorwiderstand und dem Rauschen, das durch ein Rauschminimum bei einem optimalen Generatorwiderstand gekennzeichnet ist. Im NF-Bereich liegt dieser optimale Generator- oder NF-Quellenwiderstand bei $20 \dots 200 \text{ M}\Omega$ (praktisch meist nicht realisierbar), so daß bei niederohmiger NF-Quelle das Rauschen höher sein kann als bei extrem hochohmiger. Auch hierin wird der prinzipielle Unterschied zum bipolaren Transistor und seinem Verhalten deutlich sichtbar. Im übrigen ist das Rauschen auch beim MOSFET stark exemplarabhängig; für NF-Vorstufen mit sehr geringem Eingangspegel wird deshalb die experimentelle Auswahl eines MOSFET-Exemplars mit geringem Rauschen nicht zu umgehen sein. Der Amateur sei jedenfalls vor der Annahme gewarnt, daß die Bestückung der 1. Stufe eines NF-Verstärkers von vornherein geringeres Rauschen garantiere als bei Verwendung herkömmlicher Schaltungen mit bipolaren Transistoren. In der Typenreihe *SM 103/SM 104* sind aber nach den Erfahrungen des Verfassers auch unter der sehr billigen Bastlerware relativ oft rauscharme Exemplare zu finden.

1.7. Der MOSFET als gesteuerter Widerstand

Wie der prinzipielle Aufbau eines MOSFET erkennen läßt (Bild 1.1), besteht der stromleitende Kanal aus Halbleitermaterial nur eines einzigen Leitungstyps, auch die Anschlüsse für Drain und Source sind sperrschichtfrei kontaktiert. Das Verhalten des Kanals ist daher unabhängig von der Stromrichtung (Gegensatz zum bipolaren Transistor!).

Man kann deshalb den MOSFET als einen ohmschen Widerstand auffassen, dessen Widerstandswert über das Gate in weiten Grenzen beeinflufßbar ist. Der MOSFET läßt sich somit als eine Art von „elektronischem Einstellwiderstand“ anwenden, dessen Einstellung mit der Gatespannung erfolgt. Wie jeder ohmsche Widerstand kann auch der MOSFET-Kanalwiderstand prinzipiell ohne weiteres mit Wechselspannung (!) betrieben werden, und hieraus ergeben sich eine Anzahl interessanter schaltungstechnischer Möglichkeiten, die mit herkömmlichen Halbleitern bislang nicht oder nur umständlich zu realisieren waren. Ein weiterer Vorteil ist, daß der Stromkreis der Steuerspannung (Gateanschluß) keinerlei Verbindung mit dem gesteuerten Stromkreis (Kanal) hat. In Abschnitt 2.4. werden einige Schaltbeispiele dieser Art gezeigt.

Allerdings muß man bei der praktischen Anwendung des MOSFET als gesteuerter Widerstand einiges beachten, was die bestechenden Vorteile gelegentlich einschränkt: Zunächst geben die MOSFET-Grenzdaten die maximale Belastbarkeit naturgemäß vor (siehe Abschn. 1.3.). Wichtiger aber ist, daß der Kanal zwar, für sich genommen, stromrichtungsunabhängig und gegen die Steuerspannung (das Gate), nicht jedoch gegen das Substrat isoliert arbeitet. Wie unter Abschnitt 1.1. erläutert und in [2] näher beschrieben, entsteht der Kanal durch Aufbringen einer n-leitenden Schicht auf ein p-leitendes Substrat oder umgekehrt. Der Kanal bildet mit dem Substrat zusammen einen pn-Sperrschichtübergang, der im Normalfall spannungslos (in Nähe Sourceanschluß) bzw. in Sperrichtung gepolt (Nähe Drainanschluß) betrieben wird. Wie Bild 1.1 zeigt, ist das Substrat meist äußerlich oder intern mit Source verbunden. Damit besteht zwischen Substrat und Drainanschluß eine Diodenstrecke, die bei falscher Betriebsweise sehr wohl leitend werden und die MOSFET-Funktion verhindern kann. Das geschieht vor allem bei falsch gepolter Drainspannung — aber genau dies ist beim Anlegen einer Wechselspannung an den Kanal zwangsläufig in jeder zweiten Wechselspannungshalbwelle der Fall! Diejenige Halbwelle, für die die

Drain-Substrat-Diodenstrecke in Durchlaßrichtungen gepolt ist, kann den Kanalwiderstand auf diesem Weg umgehen. sie wird von der Substratdiode kurzgeschlossen. Um diesen unerwünschten Effekt zu vermeiden, gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten. Man kann entweder — bei getrennt herausgeführten Bulkanschluß — über diesen eine genügend große Vorspannung zuführen, die die Drain-Substrat-Diode auch bei der maximal auftretenden Wechselspannungsamplitude noch gesperrt hält. Diese Bulkvorspannung wird aber zwangsläufig auch über den gesamten Kanalbereich hinweg wirksam und wirkt in diesem an der Kanal-Substrat-Grenzschicht wie ein zweites Gate. Die Folge ist eine höchst unerwünschte Änderung der MOSFET-Kenndaten (erheblich verringerte Steilheit und bereits teilweise Drosselung des Kanals), womit dessen Aussteuerfähigkeit über das Gate stark reduziert wird. Dieser Weg wird deshalb selten gegangen (bei den Typen *SM 103/SM 104* mit intern an Source liegendem Bulk ist er ohnehin unmöglich). Die zweite Möglichkeit beruht auf der für Silizium-Sperrschichtübergänge typischen *Schleusenspannung*, die bei etwa 0,5... 0,7 V liegt. Unterhalb dieser Spannung fließt bei Si-Dioden auch in Durchlaßrichtung kein Strom. Falls also mit dem MOSFET eine Wechselspannung bzw. ein Wechselstrom gesteuert werden soll, darauf achten, daß der Scheitelwert der Wechselspannung zwischen Drain (bzw. dem gesamten Kanalbereich, falls der Bulk nicht auf Sourcepotential liegt) und Substrat — bei vorhandener Substrat-Source-Verbindung also: die maximale Drain-Source-Wechselspannung — unter 0,5 V Scheitelspannung bleibt! Für den Einsatz eines MOSFET in einer NF-Leitung als Steuer- oder Regelglied bedeutet das unter Einrechnung einer gewissen Sicherheitsspanne, daß die maximal zwischen Drain und Source bzw. Bulk auftretende Wechselspannung etwa 0,3 V ~ (Effektivwert) nicht übersteigen darf. Anderenfalls kommt es zwar nicht zu Beschädigung des MOSFET, aber zum Öffnen der Drain-Substrat-Diodenstrecke und einer einseitigen Begrenzung der Sinusschwingung, was als starke Verzerrung hörbar werden kann. Im allgemeinen läßt sich

diese Bedingung durch geeignete Schaltungsauslegung leicht einhalten. Der MOSFET kann dann praktisch ohne weiteres wie ein über die variable Gatespannung „einstellbarer Abgleichwiderstand“ aufgefaßt werden. Von Interesse ist dabei, in welchen Grenzen sich dieser Widerstand einstellen läßt. Den völlig gesperrten MOSFET (beim Verarmungstyp entsprechend hohe Gatevorspannung, beim Anreicherungstyp Gatespannung Null) kann man einem ohmschen Widerstand von mindestens 100 M Ω gleichsetzen. Der Widerstandsverlauf mit der variierten Gatespannung wird für MOSFET in speziellen Kennlinien angegeben, die Bild 1.17 bis Bild 1.20 für die hier behandelten MOSFET-Typen zeigen. Beim *SMY 51* und *U 105 D* gelten diese Werte und die folgenden Angaben für jeweils ein einzelnes System. Es sind Werte $< 200 \Omega$, beim *SMY 52* sogar $< 100 \Omega$ erreichbar, wie die Kennlinien zeigen, wobei der Widerstandsver-

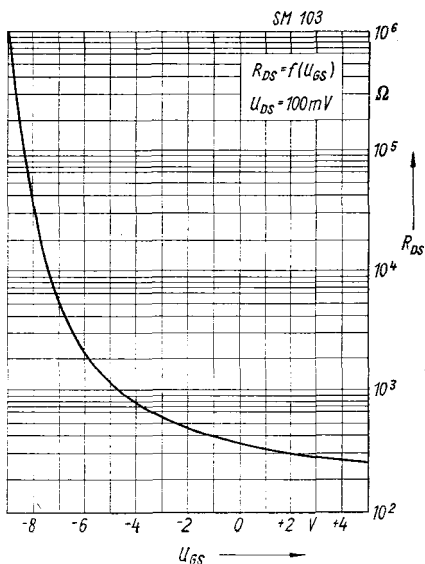


Bild 1.17 MOSFET als steuerbarer Widerstand. Verlauf des Kanalwiderstands mit der Gatespannung beim SM 103 für $U_{DS} < 0,5 \text{ V}$

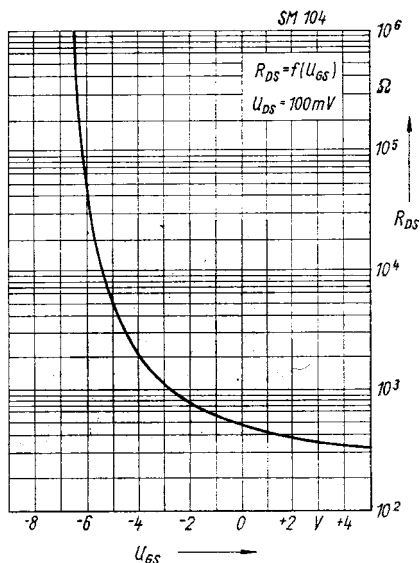


Bild 1.18 MOSFET als steuerbarer Widerstand. Verlauf des Kanalwiderstands mit der Gatespannung beim SM 104 für $U_{DS} < 0,5 \text{ V}$

lauf mit linear veränderter Gatespannung annähernd logarithmisch ist. Besonders interessant sind in diesem Zusammenhang die Mehrfach-MOSFET SMY 51 und U 105 D. Die in ihnen enthaltenen 2 bzw. 6 MOSFET-Systeme sind zwangsläufig nahezu datengleich auch in ihrem exemplartypischen Kennlinienverlauf, so daß diese MOSFET recht vorteilhaft als „Tandempotentiometer“ mit einem für Amateurzwecke sehr guten Gleichlauf benutzt werden können. Dies ist für Lautstärkeregelorgane in Stereo-NF-Verstärkern (SMY 51, 1 System je NF-Kanal) oder für mehrgliedrige durchstimmbare RC-Filter sehr nützlich, deren Realisie-

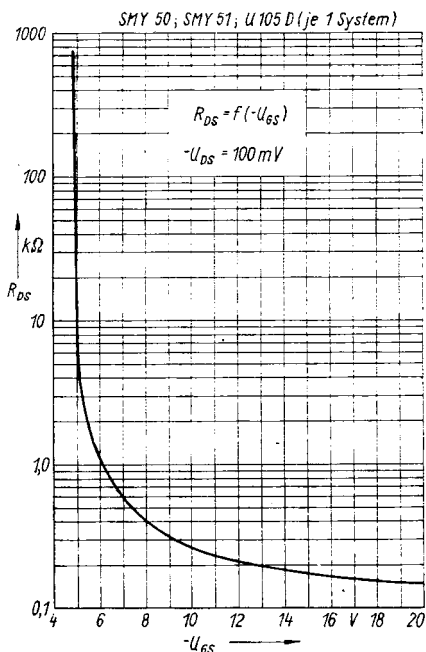


Bild 1.19 MOSFET als steuerbarer Widerstand. Verlauf des Kanalwiderstands mit der Gatespannung beim SMY 50, SMY 51, U 105 D. Bei Mehrfach-MOSFET gültig für jedes Einzelsystem

rung sonst oftmals am Fehlen geeigneter Tandempotentiometer scheitert.

Die steuernde Gatespannung wird in derartigen Fällen eine Gleichspannung sein, die in diesem Fall natürlich gut gesiebt werden muß. Diese Regelorgane weisen auch nicht die bei Schichteinstellwiderständen gefürchteten Kontaktunsicherheiten und Schleiferkratzgeräusche auf. Da der MOSFET bis zu hohen Frequenzen tauglich ist, kann die Gatespannung auch sehr schnell schwanken und eine Wechselspannung sein (einer Gatevorspannung konstanter Höhe überlagert!). Der Kanalwiderstand ändert sich dann exakt

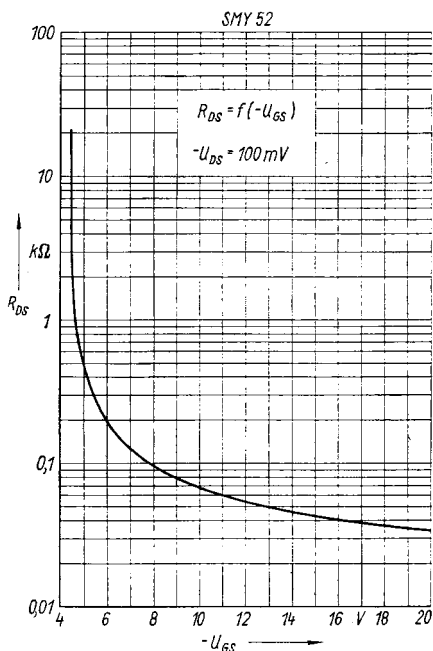


Bild 1.20 MOSFET als steuerbarer Widerstand. Verlauf des Kanalwiderstands beim SMY 52 für $U_{DS} < 0,5 \text{ V}$

mit der Amplitude der Wechselspannung am Gate, womit sich der MOSFET auch als Modulationsorgan (etwa für Vibrato- oder Tremoloerzeugung in elektronischen Musikinstrumenten, für modulierbare Präsenzfilter usw., Beispiele dafür in [9]) sehr gut verwenden läßt. Wird die Gatevorspannung sehr schnell zwischen Null und ihrem zulässigen Höchstwert geändert (z. B. Rechteckschwingung am Gate), so kann man den MOSFET auch als elektronischen Schalter verwenden; hierher gehören die Anwendungen als Simultanumschalter für Oszillografen und als Chopper (Meßspannungszerracker, Beispiele dafür in [1], [2]).

1.8. MOSFET-Prüfung

Eine exakte Prüfung von MOSFET mit Amateurmitteln ist problematisch. Es genügt jedoch eine überschlägige Wertermittlung der für den Amateur wichtigsten Exemplar-kenndaten. Neben einer Funktionsprüfung, die vorwiegend die Intaktheit der Gateisolierung betrifft, sind dies die Schwellenspannung U_T (bei Anreicherungstypen) bzw. Abschnürspannung U_P (bei Verarmungstypen) und bei letzteren noch der Drainruhestrom I_{DSS} bei Gatespannung Null. Die — gelegentlich ebenfalls wichtige — Messung der Steilheit (bzw. Y_{21}) ist mit Amateurmitteln nicht ganz einfach. Ein relativ aufwendiges, aber sehr interessantes und vorzugsweise für schnelle Prüfung einer größeren Anzahl von MOSFET geeignetes Verfahren, wurde von *H. Kühne* in [3] angegeben. Schaltungsvorschläge für einfache MOSFET-Transistorprüfgeräte sind in Abschnitt 4.1. zu finden. Nachfolgend wird nur das Prinzip der einfachen Prüfverfahren erläutert. Entsprechend dem unterschiedlichen Verhalten von Anreicherungs- und Verarmungs-MOSFET sind unterschiedliche Prüfanordnungen notwendig. Bild 1.21 zeigt zunächst das Prinzip einer — für überschlägige Prüfung, z. B. eines Vorrats billiger MOSFET-Bastelware, geeignete — Anordnung für Verarmungstypen der Typenreihe *SM 103/SM 104* und ähnliche. Für den Anschluß des Prüflings benutzt man Transistorsteckfassungen gemäß dem unter 1.5. Gesagten. Als Meßinstrument *I* in Bild 1.21 eignen sich vorzugsweise der weitverbreitete *Vielfachmesser III* oder ähnliche Vielfachmeßinstrumente. Zunächst kann in Stellung 1 des Schalters *Sch* der Drainruhestrom I_{DSS} gemessen werden (Strommeßbereich 10 ... 25 mA bei *I*). Bei den später beschriebenen Geräten wird in dieser Meßart noch ein

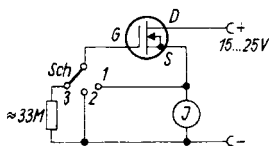


Bild 1.21
Prinzipielle Meßschaltung
für n-Kanal-Verarmungs-
MOSFET *SM 103, SM 104*
u. ä.

Strombegrenzungswiderstand eingefügt, um bei defektem Prüfling (zu hoher Drainstrom oder Drain-Source-Kurzschluß) eine Instrumentüberlastung zu verhindern.

Die Messung der Abschnürspannung erfolgt (nicht exakt gemäß der Definition dieser Kenngröße, aber für die Amateurpraxis ausreichend genau) in Stellung 2 von Sch, wobei das Instrument — das einen Eigenstromverbrauch von maximal $50\ \mu\text{A}$ haben darf — als Sourcewiderstand wirkt. Es kommt dabei eine Schaltung ähnlich Bild 1.13, jedoch mit extrem hohem Sourcewiderstand (entsprechend Instrumentwiderstand $200 \dots 500\ \text{k}\Omega$ oder mehr) zustande, wobei sich der MOSFET selbst auf eine Gatevorspannung einstellt, die dem geringen Instrumentstrom entspricht (I wird auf den Spannungsbereich $10\ \text{V}$ oder $25\ \text{V}$ geschaltet). Dieser Wert liegt sehr nahe bei der Abschnürspannung, so daß der Wert für U_p unmittelbar in Volt an I ablesbar ist. Ein vorhandener Gateschluß stellt eine Verbindung zwischen G—S des Prüflings dar, so daß fast keine Gatevorspannung wirksam wird und das Instrument demzufolge nahezu die volle Speisespannung, mindestens aber einen unnormale hohen Wert für U_p anzeigt. Um auch Gatefeinschlüsse (Isolationsfehler) erkennen zu können, wird anschließend Sch in Stellung 3 gebracht. Der zuvor in Stellung 2 gemessene Wert für U_p darf sich dabei praktisch nicht ändern, da über den jetzt wirksamen Gatevorwiderstand $33\ \text{M}\Omega$ kein Strom fließt. Geht die Gatespannung beim Umschalten von Stellung 2 auf 3 merklich höher, so fließt über den Gatewiderstand $33\ \text{M}\Omega$ ein Strom, der die wirksame Gatespannung verringert. Dies ist ein Zeichen für eine mangelhafte Gateisolation. — Für das Ausmessen ungetypter Basteltransistoren aus der Typenreihe SM 103/SM 104 sind Richtwerte für brauchbare Exemplare: $I_{DSS} = 1,5 \dots 12\ \text{mA}$, $U_p = 3 \dots 12\ \text{V}$. Die Prüfspannung muß mit Rücksicht auf diese möglichen Werte wenigstens $15\ \text{V}$, im Hinblick auf die Prüflingsgrenzdaten maximal $25\ \text{V}$ betragen. Die Prüfung von Anreicherungstypen (SMY 50 ... SMY 52, U 105 D) kann grundsätzlich nach Bild 1.22 erfolgen. Für U bzw. I wird auch hier wieder ein geeigneter Vielfach-

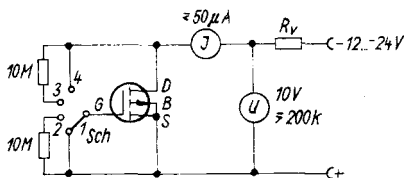


Bild 1.22 Prinzipielle Meßschaltung für p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET SMY 50 bis SMY 52, U 105 D u. ä.

messer, jeweils bei U oder I angeschlossen, benutzt. Für U kommt der 10-V-Meßbereich oder 15-V-Bereich in Betracht, U muß mindestens 200 k Ω Innenwiderstand haben. Die in den angegebenen Grenzen wählbare Prüfspannung (hoher Wert von Vorteil) bestimmt zusammen mit den Voltmeterdaten den Wert für R_V . Dieser Vorwiderstand wird einmalig so bemessen, daß U bei der gewählten Prüfspannung gerade Vollausschlag anzeigt (ohne eingesetzten Transistor). In Stellung 1 des Schalters Sch darf der Prüfling keinen erkennbaren Ausschlag bei I zeigen (der zulässige Maximalwert für den Drainreststrom des gesperrten MOSFET liegt unter 1 μ A, bei I ist daher, soweit vorhanden, ein 25- μ A-Bereich von Vorteil). In Stellung 2 von Sch darf I ebenfalls keinen Strom anzeigen. Wird jetzt bereits ein Drainstromfluß erkennbar, so liegt ein Feinschluß im Prüfling zwischen Gate und Drain vor (oder am Schalter Sch — die extrem hochohmigen Gateanschlüsse erfordern erstklassige Isolation der gesamten Prüfschaltung!!). Zeigt der Prüfling in Schalterstellung 1 und 2 keinen Drainstrom an, so kann I entfernt und U angeschlossen werden. In Stellung 3 und 4 des Schalters Sch ist jetzt an U näherungsweise der Wert der Schwellenspannung U_T des Prüflings ablesbar (er liegt für alle MOSFET der Typenreihe SMY 50 ... SMY 52 und U 105 D bei 3 ... 6 V). Hierbei wird der MOSFET geöffnet, sein Drainstrom bewirkt an R_V einen Spannungsabfall, so daß die Drainspannung und mit ihr die vom Drain abgegriffene Gatespannung absinkt. Die Drainspannung spielt sich damit auf einen Wert ein, der der Gate-

spannung für den geringen fließenden Drainstrom entspricht. Diese Gatespannung liegt um so näher bei U_T , je geringer der Drainstrom, d. h., je höher der Vorwiderstand R_V ist. Dessen oberer Grenzwert wird durch den Eigenstromverbrauch von U gegeben, das Voltmeter muß daher ebenfalls entsprechend hochohmig sein. Als untere Grenze für ausreichend genaue Messung gilt für $R_V \approx 50 \text{ k}\Omega$. Zeigt U in Schalterstellung 3 oder 4 Vollausschlag an (R_V wurde gemäß einleitender Bemerkung entsprechend bemessen), so ist der Transistor nicht geöffnet, was auf defekten Gateanschluß schließen läßt oder auf unterbrochenen Drain- oder Sourceanschluß hindeutet. Ist der in Stellung 4 gemessene U_T -Wert erheblich $> 6 \text{ V}$ oder erheblich $< 3 \text{ V}$ (für *SMY*-Typenreihe), so liegt unnormale Exemplarstreuung oder — falls sich in Stellung 3 ein von Stellung 4 abweichender Meßwert ergibt — Gatefeinschluß (Isolationsfehler oder defekte Gateschutzdiode im Prüfling) vor. Bei MOSFET aus dem Bastlerwareangebot kann in Stellung 3 ein etwa 10 % höherer U_T -Anzeigewert gegenüber Stellung 4 (jedoch nicht ein geringerer Wert, als in Stellung 4 angezeigt) zugelassen werden, was einem (als untere Grenze für Tauglichkeit anzusehenden) Gateeingangswiderstand von etwa 100 M Ω entspricht.

Mehrfach-MOSFET (*SMY 51, U 105 D*) prüft man je System einzeln, und sie sollen für alle Systeme gleichen U_T -Wert ergeben (für Bastlerware sind maximal 10 % Differenz je nach Verwendungszweck als noch tragbar anzusehen). Dabei beachte man, daß bei jeder Systemprüfung der Bulkanschluß mit an Source anzuschließen ist! Ein offener Bulkanschluß kann die Messung verfälschen (Bild 1.2: Bei Prüfung des Systems 1 des *SMY 51* sind S1 und S2, B gleichzeitig anzuschließen!). Die jeweils unbenutzten Gates bei Mehrfach-MOSFET können entweder mit an den Bulkanschluß gelegt oder während der Messung nicht angeschlossen werden.

2. NF-Verstärkerschaltungen

2.1. Vorverstärker

2.1.1. Vorverstärker für Mikrofone und Plattenspieler

Bild 2.1 zeigt eine Schaltung für Mikrofonvorverstärker oder hochohmige Kristalltonabnehmer für Plattenspieler. Sie ist mit dem MOSFET SM 103 (ersatzweise SM 104) bestückt; datenähnliche Importtypen sind hier ebenfalls verwendbar (bei SFET kann D1 entfallen). Die Eingangsstufe T1 arbeitet hierbei als Impedanzwandler, während der bipolare Transistor T2 die eigentliche Stufenverstärkung bewirkt. Der Eingangswiderstand kann mit dem Wert für R_g gleichgesetzt und in den in Bild angegebenen Grenzen frei gewählt werden, je nach dem für die Quelle vorgesehenen Anschlußwiderstand. P1 stellt die Gatevorspannung für T1, zugleich Basisvorspannung für T2, bereit und ist demzufolge von den Exemplardaten des T1 abhängig: Ein-

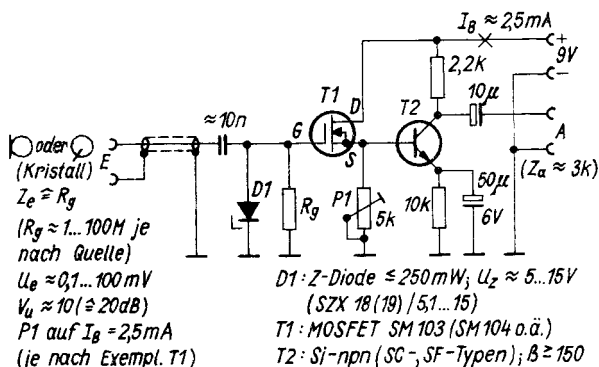


Bild 2.1 Vorverstärker mit MOSFET und npn-Transistor

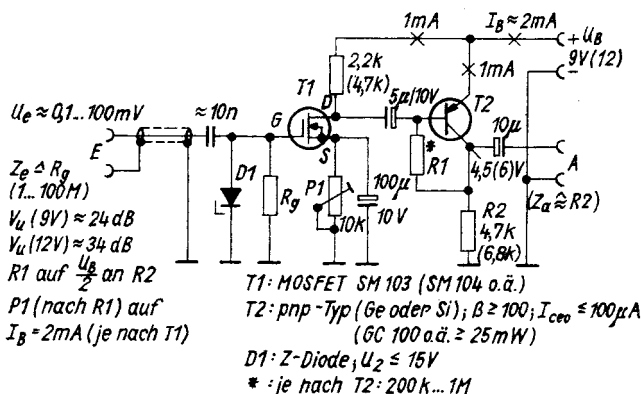


Bild 2.2 Vorverstärker mit MOSFET und pnp-Transistor

stellung erfolgt auf eine Gesamtspeisestromaufnahme von etwa 2,5 mA. Die Eingangsspannung kann zwischen 1 mV und 100 mV (bei Auswahl von T1 und T2 auf Rauschmut auch unter 1 mV) liegen; die Gesamtverstärkung ist etwa 10fach. Wegen des auf Buchse herausgeführten Eingangs ist ein Gateschutz (D1) hier unerlässlich; statt der Z-Diode kann man dafür auch die in Bild 1.15a gezeigte Lösung anwenden.

Eine etwas höhere Gesamtverstärkung bietet die Schaltung nach Bild 2.2, bei der T1 ebenfalls zur Spannungsverstärkung beiträgt. Hier ist die Gesamtverstärkung — je nach T1, T2 und Höhe der Betriebsspannung — etwa 15- bis 50fach. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt für beide Transistoren getrennt, zunächst durch Festlegung von R1, so dann Abgleich von P1 (der danach ebenfalls als Festwiderstand eingesetzt werden kann) gemäß den Angaben in Bild 2.2. Die in Klammern angegebenen Werte gelten für eine (für höhere Verstärkung günstige) Betriebsspannung von 12 V. Eingangsseitig gilt für diese Schaltung alles bei Bild 2.1 Gesagte.

Bild 2.3 zeigt eine ausschließlich mit dem Doppel-MOSFET

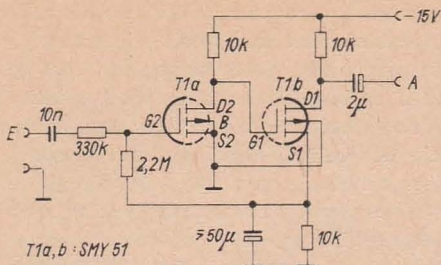


Bild 2.3 Zweistufiger MOSFET-Verstärker mit Doppel-MOSFET SMY 51

SMY 51 bestückte Schaltung (nach [7]), bei der sich der richtige Arbeitspunkt automatisch einstellt. Die Gesamtverstärkung dieses zweistufigen Verstärkers liegt bei etwa 50, der Eingangswiderstand bei etwa $2\text{ M}\Omega$, die maximale Ausgangsschwelspannung kann bis $1,5\text{ V}$ betragen. Der Aufbau ist selbstverständlich auch mit 2 einzelnen MOSFET vom Typ SMY 50 oder SMY 52 möglich. Die Gatevorspannung der ersten Stufe wird als Spannungsabfall am Sourcewiderstand der zweiten Stufe gewonnen; für die NF wirkt diese Gegenkopplung durch den Sourceelektrolytkondensator nicht. Die Sourcespannung des zweiten Transistors muß daher um den Betrag der Schwellenspannung U_T des ersten Systems negativ sein, die Gatevorspannung des zweiten Transistors (= Drainspannung des ersten Transistors) nochmals um diesen Betrag negativ gegen seine Source. Die Drainspannung des ersten Transistors entspricht daher mindestens dem doppelten Wert von U_T . Da diese je nach Exemplar bis zu 6 V betragen kann, erfordert diese Schaltung eine Mindestbetriebsspannung von -15 V ; vorteilhaft sind $-20 \dots -24\text{ V}$. Zu beachten ist, daß der Bulk des zweiten Transistors ebenfalls an Masse liegt, deshalb wird beim SMY 51 dessen System 2 für die erste Stufe benutzt (siehe Bild 1.2 und Bild 1.16b). Bei Aufbau mit 2 einzelnen Transistoren (SMY 50 oder SMY 52, letzterer ergibt höhere Gesamtverstärkung wegen seiner größeren Steilheit) wird der Bulkanschluß der zweiten Stufe (T1 b) vorteilhaft mit

Source S1 an T1 b verbunden, womit sich für T1 b die volle verfügbare Arbeitspunktsteilheit und damit wiederum höhere Gesamtverstärkung ergibt. Beim Aufbau mit *SMY 51* ist dies nicht möglich, da beide Transistoren einen gemeinsamen Bulk haben und dieser an Masse liegen muß (anderenfalls würde die Source-Bulk-Diodenstrecke leitend!). Beim Aufbau auf gute Entkopplung des Ausgangs gegen den Eingang (diesen nötigenfalls abschirmen) und entsprechend überlegte Leitungsführung achten, ansonsten kann es wegen des hochohmigen Eingangs und der Gleichphasigkeit von Ein- und Ausgang zur Selbsterregung kommen! Die Notwendigkeit sorgfältig abgeschirmter Eingangsleitungen (in Bild 2.1 und Bild 2.2 mit Abschirmkabel angedeutet) ergibt sich ähnlich wie in der klassischen Röhrentechnik früherer Jahre bei MOSFET-Verstärkern wegen der hochohmigen Eingänge generell. Auch aus diesem Grund ist es nachteilig, die Eingangswiderstände derartiger Verstärker (R_g in Bild 2.1 und Bild 2.2) höher zu treiben, als es die vorgesehene Quelle jeweils erfordert.

2.1.2. MOSFET-Verstärker mit großer Spannungsverstärkung

Die Verstärkung einer MOSFET-Stufe entspricht näherungsweise dem Produkt aus Steilheit im gewählten Arbeitspunkt und Wert des Drainwiderstands. Wie in Abschnitt 1.3. erläutert, ist die Steilheit eines MOSFET bei großem Drainstrom am größten und auch das Rauschverhalten am günstigsten (Abschnitt 1.6.). Für große Spannungsverstärkung wäre andererseits ein möglichst großer Drainwiderstand anzustreben, was die Realisierung ausreichend großer Drainströme erschwert. Hier bietet sich ein vorteilhafter Ausweg durch Verwendung einer Konstantstromquelle als Drainwiderstand (Abschnitt 5.2.). Damit läßt sich ein scheinbarer Drainarbeitswiderstand bis zu mehreren Megaohm realisieren, ohne daß der Spannungsabfall am Drainwiderstand untragbar groß wird. Nach diesem Prinzip arbeitet

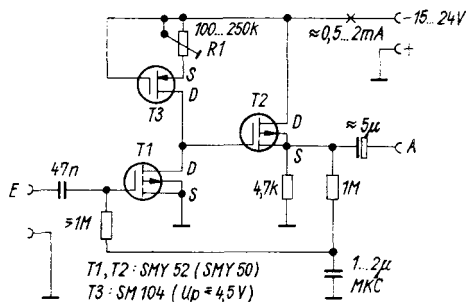


Bild 2.4 Einstufiger MOSFET-Verstärker mit hoher Spannungsverstärkung und niederohmigem Ausgang. Konstantstromquelle mit T3 als Drainerarbeitswiderstand

die in Bild 2.4 gezeigte, in ähnlicher Form von H. Kühne ([8]) angegebene Schaltung. T3 und R1 bilden einen Konstantstromzweipol nach Abschnitt 5.2., wobei der Drainstrom für den Transistor T1 (der allein die Spannungsverstärkung bewirkt) mit R1 auf maximale Verstärkung entsprechend den T1-Exemplardaten eingestellt wird. Für T1 und T2 werden wegen der höheren typischen Steilheit SMY 52 verwendet ($S \approx 12,5 \text{ mS}$ gegenüber $S \approx 3,5 \text{ mS}$ beim SMY 50/SMY 51). Experimentell kann der Aufbau jedoch auch mit SMY 50 oder vorteilhaft mit einem SMY 51 für T1, T2 erfolgen (Bulkanschluß T2 dann mit an Masse!) ähnlich Bild 2.3. Mit dem SMY 52 ist eine 40fache Verstärkung erreichbar. T2 arbeitet lediglich als Impedanzwandler für den Ausgang, um den hohen wirksamen Drainarbeitswiderstand für T1 nicht zu beeinträchtigen. Wie in Bild 2.3 bereits erläutert, wird auch hier die Gatevorspannung für T1 von der Source T2 abgegriffen, der Kondensator ($1 \dots 2 \mu\text{F}$) vermeidet Wechsellspannungs-Gegenkopplung und darf wegen der hochohmigen Widerstandswerte im Gatekreis T1 kein Elektrolytkondensator sein. In Frage kommen Foliekondensatoren entsprechender Werte. Auch hier ist die Drainspannung an T1 näherungsweise gleich der Summe der Schwellenspannungen von T1 und

T2. Der Konstantstromzweipol erfordert ebenfalls eine (über R1 abfallende) Spannung in Höhe der Abschnürspannung von T3, dazu kommen noch mindestens 2...3 V Drain-Source-Spannung für T3. Die Betriebsspannung muß mindestens gleich der Summe dieser Spannungen sein. Für niedrige Betriebsspannungen (im günstigsten Fall sind 12 V kaum zu unterschreiten) sind deshalb für alle MOSFET dieser Schaltung, vor allem aber für T3, Exemplare mit möglichst niedrigem U_p bzw. U_T zu verwenden. Der Wert für R1 richtet sich ebenfalls nach den Exemplardaten von T1; dieser Widerstand kann hier zugleich vorteilhaft zum Feinabgleich der Gesamtverstärkung benutzt werden, wie spätere Schaltbeispiele noch zeigen. Der Eingangswiderstand dieses Verstärkers entspricht näherungsweise dem — in weiten Grenzen frei wählbaren — Gatewiderstand von T1.

2.2. Mischverstärker

Für die Mischung mehrerer Tonspannungsquellen werden Mischpultanordnungen mit Mischverstärkern benötigt ([9]). Bild 2.5 zeigt, wie ein Mischverstärker für 5 Eingänge mit dem MOSFET U 105 D extrem klein und einfach aufgebaut

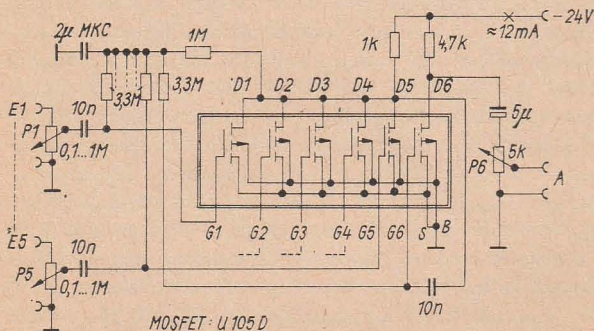


Bild 2.5 Mischverstärker für 5 Eingänge mit einem MOSFET U 105 D

werden kann. Diese Schaltung soll in erster Linie die Schaltungstechnik veranschaulichen. Inwieweit sie für den Amateur ökonomisch sinnvoll ist, hängt vom Preis der MOSFET-Exemplare dieses Typs und der ausreichenden Rauscharmut des benutzten Exemplars ab. Kleinheit und geringe Einzelteilzahl sind bei einem Mischverstärker, dessen Mindestmaße ja aus Bedienbarkeitsgründen schon durch die Eingangsmischregler vorgegeben sind, nicht von ausschlaggebender Bedeutung. Ein echter Vorteil dieser Schaltung kann jedoch die sehr hochohmige Auslegung der Eingänge, bei herkömmlich transistorisierten Mischverstärkern nur mit erhöhtem Aufwand realisierbar, sein. Die Systeme 1 bis 5 des MOSFET sind drainseitig parallelgeschaltet und arbeiten auf einen gemeinsamen Drainarbeitswiderstand $1\text{ k}\Omega$, an dem die Addition der einzelnen NF-Spannungen erfolgt. Die Gatevorspannungen für die einzelnen Eingangsverstärkerstufen (Systeme 1 ... 5) werden in der Schaltung nach Bild 1.14b erzeugt, wobei das RC-Glied $1\text{ M}\Omega$, $2\text{ }\mu\text{F}$ (kein Elektrolytkondensator verwenden!) eine verstärkungsmindernde Wechsellspannungsgegenkopplung vermeidet. Da alle Transistorsysteme auf dem gleichen Kristall integriert sind, haben sie auch gleiche U_T und können daher ihre Gatevorspannung in gleicher Höhe vom gemeinsamen Drainanschluß beziehen. Eine besondere Arbeitspunkteinstellung entfällt. P1 ... P5 sind die Eingangsmischregler (man kann dafür vorteilhaft die inzwischen erhältlichen Flachbahn-Schichtschiebepotentiometer verwenden). Die gemischte NF-Spannung wird über den 10-nF -Koppelkondensator dem Gate des 6. Systems zugeführt, das als Summennachverstärker arbeitet. Am Drain D6 wird die Ausgangsspannung abgegriffen, wobei P6 als Summenregler (auf den man bei 5 Eingängen nicht mehr verzichten kann) fungiert. Die Gesamtverstärkung beträgt wegen der notwendigerweise geringen Drainwiderstände nur wenig mehr als das 3fache. Bei den üblichen Einstellungen der Potentiometer (Quellenregler annähernd voll geöffnet, Summenregler etwa $\frac{2}{3}$ geöffnet) ist die Gesamtverstärkung dann ≈ 1 ; mit dem MOSFET wird also insgesamt gerade die Regler- und

Mischdämpfung ausgeglichen sowie die Entkopplung der Eingänge erreicht, wie es der Aufgabenstellung einer solchen Mischeinheit entspricht ([9]). Der Klirrfaktor des Gerätes liegt bei den im Amateurbereich üblichen NF-Pegelwerten um 100 mV für Ein- und Ausgänge unter 1 0/0. Dem niederohmigen Ausgang können unmittelbar Transistorverstärker üblicher Art nachgesetzt werden, so daß der Mischverstärker innerhalb einer Amateurstudioanlage zugleich Impedanzwandlerfunktionen erfüllen kann.

2.3. Impedanzwandler mit hohem Eingangswiderstand

Impedanzwandler werden in der NF-Technik ([9]) oder für Meßgeräteeingänge u. ä. zur Anpassung hochohmiger Quellen an niederohmige Verbraucher benötigt. Hierfür eignet sich der MOSFET in Sourcefolgerschaltung sehr gut. Bild

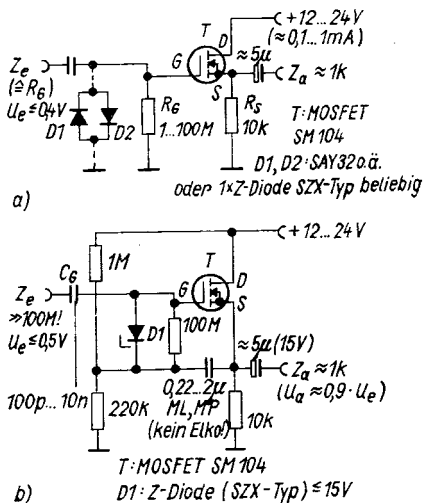


Bild 2.6 Impedanzwandlerstufe mit MOSFET für hohe Eingangswiderstände (a) und spezielle Schaltung (Bootstrap-Schaltung) für extrem hochohmige Eingänge (b)

2.6a zeigt die Grundform eines solchen Impedanzwandlers. Der Eingangswiderstand ist näherungsweise gleich dem Gatewiderstand R_g und kann mit diesem in weiten Grenzen festgelegt werden. Je nach Anwendungsfall ist ein Gateschutz (D1, D2) gemäß Bild 1.15 vorzusehen. Der Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers liegt in der Größenordnung von $1\text{ k}\Omega$. Die Spannungsverstärkung ist < 1 . Für extrem hochohmige und kapazitätsarme Eingänge (Anwendung vorzugsweise im Bereich der Meßtechnik) wird die Sourcefolgerschaltung zur *Bootstrap*-Schaltung erweitert, wie sie prinzipiell ähnlich aus der Schaltungstechnik für bipolare Transistoren bekannt ist. Bild 2.6b zeigt ein dimensioniertes Beispiel. D1 hat wieder die bekannte Gateschutzfunktion und kann prinzipiell entfallen, wenn Eingangsüberspannungen ausgeschlossen sind. Der Eingangswiderstand dieser Schaltung liegt weit über $100\text{ M}\Omega$ und hängt nur vom sorgfältig isolierten Gesamtaufbau ab (für Leiterplattenaufbau sollte statt des üblichen HP-Materials besser Spezialmaterial, z. B. auf Polyester-Glasfaser-Basis verwendet werden!). Eingangswiderstände in der Größenordnung von $10^{10} \dots 10^{11}\text{ }\Omega$ sind mit dieser Schaltung realisierbar. Die Eingangskapazität kann bei zweckgerechtem Aufbau unter $3 \dots 4\text{ pF}$ gehalten werden, so daß sich diese Schaltung insbesondere für extrem hochohmige Meßgerätetastköpfe eignet.

2.4. Der MOSFET als regelbarer Widerstand in NF-Leitungen

Grundsätzliches zu dieser MOSFET-Anwendung wurde in Abschnitt 1.7. schon erläutert. Die nachfolgenden Abschnitte zeigen Anwendungsbeispiele.

2.4.1. Fernbedienbare Lautstärkeregelung

Lautstärkeregelungen mit Potentiometern zwingen dazu, die NF-Leitung bis zum Ort des Potentiometers zu führen,

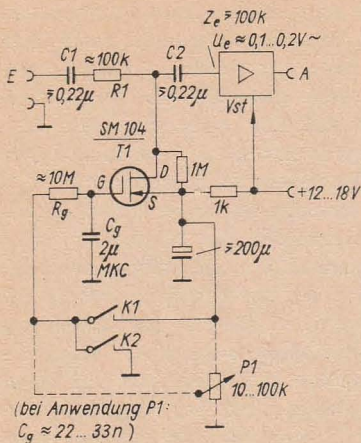


Bild 2.7
 Schaltung zur Lautstärke-
 fernregelung von NF-
 Verstärkern. Die Rege-
 lung erfolgt entweder mit
 Fernschaltkontakten K1,
 K2 oder mit Potentio-
 meter P1

was Abschirmkabel erfordert und nur begrenzte Leitungslängen zuläßt. Hierfür kann ein MOSFET verwendet werden, der an elektrisch und mechanisch günstigster Stelle im NF-Kanal angeordnet wird (Bild 2.7). Vor dem Eingang eines (prinzipiell beliebig beschaffenen) NF-Verstärkers Vst wird ein Spannungsteiler angeordnet, bestehend aus einem festen Längswiderstand R1 und einem als Teilerquerwiderstand wirksamen MOSFET T1. Der MOSFET wird ohne Draingleichspannung betrieben. C1 und C2 rie-
 geln den Drainzweig gegen eventuelle Gleichspannungen vor- oder nachfolgender Geräte ab. Eventuelle Kondensator-
 restströme oder Isolationsnebenströme werden durch den 1-M Ω -Widerstand parallel zu Drain-Source T1 eliminiert. Der wirksame Widerstand des T1-Kanals bestimmt das Span-
 nungsteilerverhältnis zwischen T1 und R1 und damit den am Eingang des Verstärkers wirksam werdenden Pegel. Source des T1 liegt NF-mäßig über einen 200- μ F-Elektro-
 lytkondensator auf Masse, gleichspannungsmäßig auf einer positiven Spannung, die sich ausreichend über dem Wert der Abschnürspannung des MOSFET befindet. Sie ist in Bild 2.7 gleichzeitig als Betriebsspannung des Verstärkers

Vst angenommen und kann aus diesem in geeigneter Weise abgegriffen werden. K1, K2 seien zunächst nicht vorhanden. Man kann nun die Gatevorspannung im einfachsten Fall mit Potentiometer P1 zwischen Null (Gatepotential = Sourcepotential) und -12 V gegen Source (Gatepotential = Masse) verändern und damit den Kanalwiderstand des T1 und den Eingangspegel von Vst beeinflussen, wie auch aus den in Abschnitt 1.7. behandelten Kennlinien (Bild 1.18) hervorgeht. Über R_g und C_g wird die Gatespannung ausreichend gesiebt, so daß die von P1 kommende Leitung praktisch nicht mehr brummempfindlich ist. Zu P1 führen nur noch unkritische Gleichspannungsleitungen, so daß P1 an beliebigem Ort angeordnet werden kann. Eine weit elegantere Möglichkeit — die auch für drahtlose Fernsteuerungen geeignet ist — ergibt sich, wenn man statt P1 zwei Kontakte K1 und K2 verwendet, die z. B. Drucktasten oder — für Fernsteuerzwecke — die Relaiskontakte eines beliebigen Fernsteuerempfängers (die Fernsehempfängerindustrie benutzt hierfür bei einigen Komfortgeräten Ultraschall) sein können. Die für R_g und C_g angegebenen Werte gelten für diese Kontaktfernsteuerung (bei Handregelung über P1 wählt man C_g zu $22 \dots 33\text{ nF}$); hierbei sind eine bestmögliche Isolation des Gatekreises (C_g : hochwertiger Foliekondensator) sowie erstklassige Kontaktisolation Vorbedingung für die Brauchbarkeit der Anordnung. Die Funktion der Kontakte: Beim Schließen von K1 wird C_g über R_g langsam auf Sourcepotential aufgeladen, die Gatespannung an T1 sinkt somit ab, T1 wird niederohmig, und die Lautstärke sinkt. Der gesamte Regelbereich der Lautstärke wird mit den für R_g , C_g gewählten Werten in etwa 20 bis 30 s durchlaufen. Man kann somit den Vorgang durch Öffnen von K1 bequem stoppen, sobald die gewünschte Lautstärke erreicht ist. Sind S1 und K2 geöffnet, so hält der Kondensator C_g das zuletzt gespeicherte Potential fest, die Gatespannung bleibt konstant, die Lautstärke ebenfalls. Beste Isolation vorausgesetzt, wird sich C_g über seinen eigenen Isolationswiderstand und den der Gateleitung nur ganz allmählich weiter entladen, so daß die Lautstärke über

lange Zeit (praktisch erreichbar sind einige Stunden) konstant gehalten wird. Soll die Lautstärke erhöht werden, so wird K2 geschlossen, C_g damit über R_g langsam entladen, das Gatepotential allmählich negativer gegen Source, womit der Widerstand von T1 und die Lautstärke ansteigen. Dieser Vorgang wird bei der gewünschten Lautstärke durch Öffnen von K2 abgebrochen. Man kann somit nach Bedarf über K1 oder K2 die Lautstärke langsam steigen oder fallen lassen bzw. konstant halten. Die Schnelligkeit des „Durchfahrens“ des Regelbereiches kann man mit C_g und R_g nach Bedarf festlegen, so daß sich eine zügige, aber genügend genaue Einstellbarkeit ergibt. Die für die Lautstärkeregelung nötigen zwei Ein/Aus-Fernschaltbefehle sind in jedem Fall relativ einfach zu übertragen ([1]). Um ein genügend weites Reduzieren der Lautstärke zu ermöglichen (ein Regelungsumfang von 1 : 200 ist als Mindestforderung anzusehen), kann R1 nicht beliebig klein gewählt werden, da der Kanalwiderstand von T1 auch bei voll geöffnetem Transistor noch einige hundert Ohm beträgt; der Spannungsteiler ist also im Gegensatz zu Potentiometern im NF-Zweig nicht ganz bis zur Lautstärke Null herabregelbar. Für R1 wird man daher Werte um 50 ... 100 k Ω kaum unterschreiten können. Damit R1 in Serie mit dem Eingangswiderstand des Verstärkers nicht bereits bei gesperrtem T1 einen untragbar großen Pegelverlust bringt, muß der Eingangswiderstand des Verstärkers ebenfalls mindestens 100 k Ω betragen. Soweit dies — bei Transistoreingängen — nicht ohnehin der Fall ist, kann man entweder R1 verringern, solange sich dabei noch ausreichende Herabregelung der Lautstärke erreichen läßt, oder man setzt vor den Eingang von Vst eine Impedanzwandlerstufe, die z. B. nach Bild 2.6a geschaltet sein kann. Verwendet man dafür eine Schaltung nach Bild 2.1 oder Bild 2.2, so kann sogar die durch die Regelung verursachte Grunddämpfung ausgeglichen und zusätzlich Verstärkung gewonnen werden. Für den MOSFET sollte entweder ein Exemplar mit möglichst geringer Abschnürspannung gewählt oder die Sourcevorspannung auf wenigstens 20 V (maximal 24 V!); festgelegt werden.

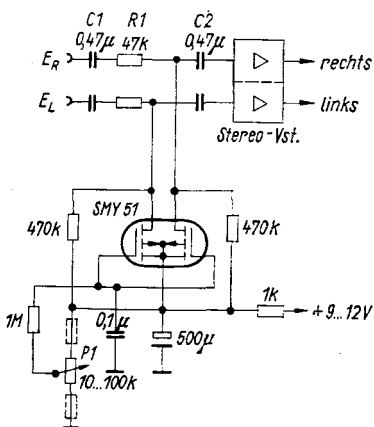


Bild 2.8
Doppel-MOSFET SMY 51
als Ersatz für Tandem-
potentiometer für Laut-
stärkefernregelung bei
Stereoverstärkern

Diese Vorspannung muß sorgfältig gesiebt sein, Störspannungsreste (Netzbrumm) können sonst über die Source des T1 in den NF-Kanal eindringen.

Grundsätzlich ebenso läßt sich eine solche Regelung mit Anreicherungs-MOSFET der SMY-Serie aufbauen, deren erheblich geringerer Gateeingangswiderstand allerdings die Lösung mit Speicherkondensator C_g und Fernschaltkontakten K1, K2 nur bedingt zuläßt. Dagegen ist bei Potentiometerfernregelung (P1) ein SMY 51 sehr vorteilhaft als Tandempotentiometer für Stereoverstärker verwendbar (Bild 2.8). E_R , E_L sind die Eingänge der Stereo-NF-Kanäle, für C1, C2, R1 (diese müssen in beiden Kanälen gleiche Werte haben) gilt das bei Bild 2.7 Gesagte (auch bezüglich des Verstärker-Eingangswiderstands). Da der SMY 51 als Doppel-MOSFET praktisch übereinstimmenden Kennlinienverlauf beider Systeme hat, kann man je ein System für jeden Stereokanal benutzen und ohne Gleichlauf- oder Balanceprobleme die Lautstärkeregelung für beide Kanäle mit einer gemeinsamen Steuerspannung und parallelgeschalteten Gates durchführen. Die Sourceanschlüsse der MOSFET werden auch hier wieder über Entkopplungswiderstand und

Elektrolytkondensator $500\ \mu\text{F}$ (Mindestwert!) für NF an Masse gelegt und gleichspannungsmäßig mit $9 \dots 12\ \text{V}$ positiv gegen Masse vorgespannt. Da dieser MOSFET bei Gatevorspannung Null sperrt, ergibt sich die größte Lautstärke, wenn P1 zum sourceseitigen Anschlag gestellt ist. Von diesem Anschlag aus bleibt ein gewisser Drehwinkel an P1 (entsprechend dem Bereich zwischen Gatespannung Null bis zur Schwellenspannung) wirkungslos, ebenso ist, wie die für diesen Betriebsfall gültigen Kennlinien (Bild 1.19, Abschnitt 1.7.) ausweisen, nahe dem Masseanschlag von P1 die Regelwirkung nur noch gering. Stört dieser Effekt, so kann der Regelbereich von P1 durch beiderseitige Vorwiderstände (punktiert gezeichnet) nach Versuch etwas eingeengt werden.

2.4.2. Dynamik-Begrenzerverstärker für automatische Lautstärkeregelung

NF-Verstärker mit selbsttätiger Pegelregelung sind insbesondere für Aussteuerungsautomatiken bei Magnettongeräten bekannt geworden ([9]), aber auch für andere Zwecke (Mikrofonkommandoanlagen, die von Laien benutzt werden, u. ä.) sehr vorteilhaft. Mit MOSFET lassen sich solche Schaltungen besonders wirksam realisieren, wobei gleichzeitig einige Nachteile bisher bekannter Lösungen (die meist mit bipolaren Transistoren oder durchlaßstromgesteuerten Dioden als Regelgliedern arbeiten und entweder erheblichen Aufwand oder Störgeräusche bei plötzlichen starken Lautstärkeänderungen aufweisen) vermieden werden. Bild 2.9 zeigt eine für diesen Zweck geeignete Schaltung, die sich auch zum nachträglichen Einbau in vorhandene Geräte eignet. Das Grundprinzip der Lautstärkeregelung entspricht dem bei Bild 2.7 und Bild 2.8 bereits Erläuterten. Als Regelorgan arbeitet ein Anreicherungs-MOSFET SMY 52, da sich dieser Typ durch besonders geringen erreichbaren Widerstand und große Steilheit auszeichnet. Der NF-Verstärker Vst wird auch hier als vorhanden angenom-

aufgeladen. T2 wird ab diesem NF-Spannungswert sehr schnell voll durchgesteuert und „legt“ seinen Kollektor an Masse. Dieser Einsatzpunkt der Regelung kann für den gewünschten NF-Pegel mit P1 abgeglichen werden. Über T2 wird nun C2 — der zuvor über P2 und R2 auf Sourcepotential von T1 aufgeladen war — sofort entladen (auf die Bedeutung von P3 bei diesem Ansprechen der Regelung wird später eingegangen) und damit über P3 und T2 das Gate von T1 an Masse gelegt. Damit öffnet T1 und reduziert in bekannter Weise den NF-Pegel. Mit absinkendem Eingangspegel schließt T2 wieder. Über R2 (dessen Wert annähernd eingehalten werden muß) wird C2 nunmehr allmählich mit der durch R2, C2 gegebenen Zeitkonstante wieder auf Sourcepotential des T1 geladen, womit sich allmählich die Gatevorspannung für T1 verringert und durch Zuregeln des T1 der Pegel am Verstärkereingang allmählich wieder erhöht. Die Schnelligkeit, mit der die Regelung nach einer Übersteuerung den Pegel wieder „aufregelt“, hängt vom Anwendungszweck ab und wird mit C2 — dessen Wert man in den angegebenen Grenzen umschalten kann — festgelegt. Für reine Sprachübertragungen sind Regelzeitkonstanten von 50...100 ms günstig ($C2 \approx 0,22 \dots 0,33 \mu F$), für Musikübertragungen dagegen erheblich längere Zeiten erforderlich ($C2 = 3,3 \mu F$). Wie stark die Regelschaltung den NF-Pegel reduziert, kann nach Bedarf mit P2 eingestellt werden, dieses Potentiometer legt die maximale Dämpfung des NF-Spannungsteilers bei geöffnetem T2 fest. Die im Gate- und Sourcekreis vorhandenen weiteren Bauelemente verhindern Regelschwingungen, Verkopplungen und eventuelle Schwingneigung der Anordnung. Diese Schaltung erreicht relativ problemlos einen Regelumfang von 40 dB und mehr (1:100), übertrifft damit die bisher bekannten Schaltungen und genügt allen Anforderungen auch bei starken Übersteuerungen. Eine besondere Bedeutung kommt P3 (dessen Einstellwert auch von dem für C2 gewählten Wert abhängt) zu. P3 bestimmt die Ansprechgeschwindigkeit der Regelung. Günstig ist eine Ansprechzeitkonstante der Regelung von 0,2...1 ms.

Eine zu schnell ansprechende Regelung (P3 nahe Null) hat folgenden Nachteil: Kurze starke Störspitzen in der Übertragung (Schaltknacken u. ä.) bewirken bereits völliges Öffnen von T2 und mit $P3 \approx 0 \Omega$ sofortige Entladung von C2, womit T1 den Pegel voll herabregelt. Ein solches kurzes Störgeräusch führt dann subjektiv gehörmäßig zu unerwünschtem „Verschlucken“ der laufenden Übertragung. P3 bewirkt, daß bei kurzen Störpegelspitzen C2 nicht restlos entladen wird, da T2 anschließend sofort wieder sperrt. Zu großer Wert für P3 führt zum zu trägen Ansprechen, plötzliche Pegelsprünge (Konsonanten oder „Plop“-Laute am Wortbeginn z. B.) werden dabei als störendes kurzes „Einschwinggeräusch“ (kurzzeitige Übersteuerung bis zum Wirksamwerden der Regelung) hörbar. Zwischen beiden Extremen wählt man mit P3 subjektiv nach dem Gehör die beste Einstellung, was auch ein wenig vom beabsichtigten Anwendungszweck des Gerätes abhängt. Deshalb wird für P3 kein Festwert vorgegeben. Bei richtiger Einstellung von P3 vermeidet diese Schaltung auch bei plötzlicher starker Übersteuerung des Eingangs jedes hörbare Regelgeräusch, neigt aber noch nicht zum „Verschlucken“ bei kurzen, schnell wieder abklingenden Störgeräuschen. Diese in der Praxis als sehr vorteilhaft und leistungsfähig befundene Schaltung hat für den Amateur beim Nachbau eine einzige kritische Stelle: Für den gesamten Gatekreis (somit auch für C2, für den deshalb nur ein Foliekondensator bester Isolation in Frage kommt) ist eine sehr gute Isolation zu fordern. Dies betrifft im vorliegenden Fall auch den Sperrwiderstand der Kollektorstrecke von T2 und damit dessen Kollektorreststrom. Bei gesperrtem T2 wird C2 über R2 aufgeladen, der im Hinblick auf realisierbare C-Werte bei C2 (u. a. begrenzt durch die erforderliche schnelle Entladung über T2) nicht unter $10 \text{ M}\Omega$ liegen kann. Über R2 und T2 tritt aber eine Spannungsteilung auf, die — falls T2 nicht ausreichend hochohmig im gesperrten Zustand ist; zu fordern sind hier annähernd $10^8 \Omega$! — die vollständige Aufladung von C2 und damit Sperrung von T1 verhindern kann. T2 muß daher ein Exemplar mit extrem

geringem Kollektorreststrom sein, hier kann nur der praktische Versuch entscheiden. Unter den preiswerten Mini-plast-Basteltransistoren finden sich relativ häufig geeignete Exemplare. Die Erfahrung des Verfassers zeigte, daß sich unter den regulär getypten Serien *SC 206/SC 207* und *SS 216* u. ä. etwa 80 % aller Exemplare für diese Anwendung ausreichend eigneten. Ein Ausmessen auf geringsten Kollektorreststrom — der hier weit unter $0,1\ \mu\text{A}$ liegen soll — ist mit Amateurmitteln weder möglich noch hierfür erforderlich. Ein für T2 ungeeignetes Exemplar ist daran zu erkennen, daß bei nach Masse gedrehtem P1 und laufender Übertragung der Pegel merklich ansteigt (weil T1 nicht voll gesperrt wird), sobald man den Kollektor T2 von P3 abtrennt. Der Amateur wird also für T2 einige Exemplare erproben müssen. Für T1 ist keine Auswahl erforderlich. — Weitere MOSFET-Regelschaltungen, die zum Teil im Gegenkopplungszweig eines NF-Verstärkers arbeiten, sind in [9] enthalten.

2.4.3. Elektronisch durchstimbare RC-Filter

Für die Realisierung von RC-Filtern insbesondere im NF-Bereich scheitert eine kontinuierliche Durchstimmbarkeit dieser Filter oft daran, daß zu diesem Zweck 2 bis 3, unter Umständen noch mehr Widerstände gleichzeitig verstellt werden müßten; entsprechende Tandempotentiometer sind jedoch nicht vorhanden. Hier läßt sich häufig eine elegante Lösung durch Verwendung von Mehrfach-MOSFET (*SMY 51* und insbesondere *U 105 D*) an Stelle der Filterwiderstände finden. Eine solche Anwendung zeigt Bild 4.10 (Abschnitt 4.3.2.) am Beispiel einer dreigliedrigen RC-Phasenschieberkette. Auch RC-Doppel-T-Filter u. ä. Schaltungen können oft mit MOSFET realisiert werden. Auf diese speziellen Möglichkeiten kann hier nur informatorisch verwiesen werden. Ein Beispiel ist in [9] für ein mit RC-Doppel-T-Filter arbeitendes, kontinuierlich durchstimbbares Präsenzfilter angegeben — zu dieser Veröffentlichung wäre

im übrigen nachzutragen, daß statt der dort angegebenen 3 einzelnen MOSFET *SM 104* eine weitere Vereinfachung und Verbesserung durch Einsatz von Mehrfach-MOSFET *SMY 51* oder *U 105 D* möglich ist. Entsprechend dem in Abschnitt 1.7. Gesagten beachte man, daß in derartigen Filterzweigen dann an den MOSFET keine höheren Wechselspannungen als etwa $0,3\text{ V} \sim$ auftreten dürfen (!), was aber durch geeignete Schaltungsauslegungen meist zu gewährleisten ist. Der Amateur sollte sich an derartige Lösungsmöglichkeiten erinnern, wenn er Schaltungen realisieren will, die ein Doppel- oder Dreifachtandempotentiometer erfordern (das meist schlechteren Gleichlauf hat als ein integrierter Mehrfach-MOSFET!). Sie lassen sich oftmals relativ einfach auf MOSFET-Einsatz umstellen, wonach die Filterverstimmung unproblematisch mittels einer einzigen Gategleichspannung erfolgen kann. Soweit derartige Schaltungen keinen gemeinsamen Bezugspunkt für die Filterwiderstände haben — er ist bei Mehrfach-MOSFET meist wegen des gemeinsamen Bulk- oder Sourceanschlusses erforderlich — und man diesen gleichspannungsmäßig auch durch schaltungstechnische Kunstgriffe nicht erreichen kann, sind Einzel-MOSFET der *SM*- oder *SMY*-Serie, auf Datengleichheit ausgesucht, meist immer noch elektrisch besser und jedenfalls preis- und montagegünstiger als Tandempotentiometer.

3. Schaltungen der Elektronik

3.1. Impulsgrundschaltungen mit MOSFET

Ähnlich wie bei der bipolaren Schaltungstechnik lassen sich auch bei MOSFET-Schaltungen Grundformen von Impulsschaltungen darstellen, die in der Praxis häufig wiederkehren. Der MOSFET erlaubt dabei oftmals besonders einfache und betriebsstromsparende Lösungen. Entsprechend der in [1] für bipolare Transistoren gegebenen Übersicht werden im folgenden die wesentlichsten Impulsgrundschaltungen für MOSFET gezeigt.

3.1.1. Der bistabile Multivibrator (Flip-Flop)

Bild 3.1a zeigt die Grundform des bistabilen Multivibrators. Er kann (vorteilhaft, aber nicht Bedingung) unter Verwendung eines Doppel-MOSFET aufgebaut werden. Die Drainwiderstände sind unkritisch und können für stromsparenden Betrieb sehr hochohmig (bis etwa $1\text{ M}\Omega$) ausgelegt sein; übliche Werte gibt das Bild an. Beide Widerstände

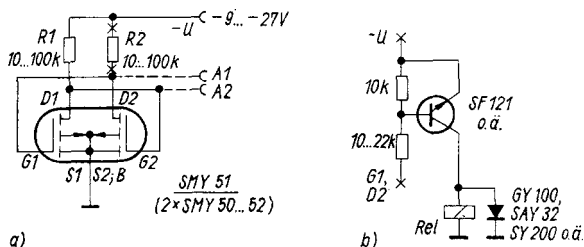


Bild 3.1 Prinzipschaltung des bistabilen Multivibrators (Flip-Flop) mit Anreicherungs-MOSFET (a) und Laststeuerung durch den Flip-Flop (b)

können im Bedarfsfall ungleiche Werte haben. Der Flip-Flop hat zwei stabile Zustände, es ist stets entweder System 1 geöffnet (dann liegt Drain D1 auf einem Potential nahe Null, die Gatespannung an G2 liegt somit weit unter der Schleusenspannung, so daß das andere System gesperrt ist) oder umgekehrt. Die Drainspannung des gesperrten Systems hält jeweils das andere geöffnet. Je nach Zustand des Flip-Flop ist entweder am Ausgang A1 die annähernd volle Betriebsspannung vorhanden, an A2 nur eine sehr geringe Restspannung ($\ll 1\text{ V}$) oder umgekehrt. An A1, A2 können weitere MOSFET-Gates unmittelbar angeschlossen sein.

Bei dieser Grundform vermißt man zunächst die „Setzeingänge“, über die der Flip-Flop umgeschaltet werden kann. Sie sind hier mit den Ausgängen identisch. Wird z. B. A2 gegen Masse kurzgeschlossen, so sperrt das System 2. An D2 steigt die Spannung und öffnet über G1 das andere System, dessen Drainpotential seinerseits gegen Masse absinkt und damit A2 auch weiterhin auf niedriger Spannung hält. Der Flip-Flop behält die so erzwungene Lage also bei. Dies gilt im umgekehrten Fall ebenso für Kurzschluß von A1 gegen Masse.

Sollen mit einem solchen Multivibrator Verbraucher, z. B. Relais, direkt geschaltet werden, so könnte man das Relais unmittelbar an Stelle eines der Drainwiderstände einfügen. Wegen des hierfür zu geringen Relaiswiderstands (u. a. setzt die Maximalbelastbarkeit des MOSFET hier eine Grenze) ist dieser Weg praktisch ungünstig. Man verwendet in solchem Fall eine bei X X in Bild 3.1a statt des Drainwiderstands einzufügende Transistorschaltstufe (Bild 3.1b). Sie wird vom Drainstrom gesteuert und hat zugleich den Vorteil, daß der Verbraucher vorteilhaft (Rel, Dimensionierung entsprechend Betriebsspannung und Schalttransistordaten unproblematisch) gegen Masse geschaltet werden kann.

Eine Entkopplung zwischen Setzeingängen und -ausgängen ist oft erforderlich. Hierfür wird die Schaltung nach Bild 3.1a gemäß Bild 3.2 erweitert. T1, T2 bilden den be-

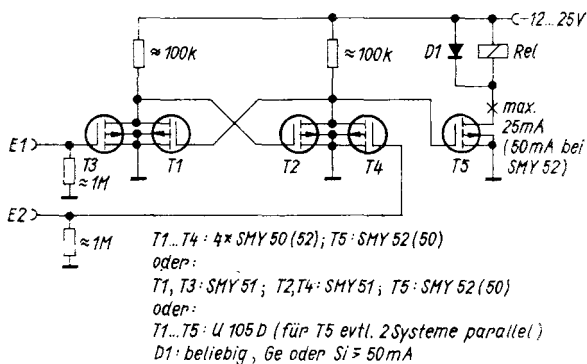


Bild 3.2 Erweiterter Flip-Flop (T1, T2) mit Trennstufen zur Entkoppelung der Setzeingänge E1, E2 (T3, T4). Eine Last kann mit weiterem MOSFET (T5) gesteuert werden

kannten Flip-Flop. Der Kurzschluß der Gates gegen Masse zwecks Setzen des Flip-Flop geschieht nun durch parallelgeschaltete weitere MOSFET T3, T4, deren Gates für die Setzeingänge zur Verfügung stehen. Die 1-M Ω -Widerstände an den Eingängen E1, E2 vermeiden störende statische Aufladungen bei offenen Gates, sie können entfallen, wenn die Eingänge über vorhergehende Schaltorgane oder Stufen stets auf definiertem Potential liegen. Die Umschaltung des Flip-Flop erfolgt jetzt, indem E1 oder E2 mit der negativen Betriebsspannung verbunden und damit T3 oder T4 kurzzeitig geöffnet wird. Da hierfür sehr kurze Spannungsimpulse genügen, ist Ankopplung der Eingänge auch über Kondensatoren möglich. Etwa notwendige Ausgabeorgane (z. B. Relais) kann man entweder gemäß Bild 3.1b anschließen, oder man benutzt einen weiteren MOSFET T5 zu deren Steuerung, wie hier als Beispiel dargestellt (Grenzwerte für T5 beachten!). In dieser Form kann die gesamte Schaltung mit einem einzigen Mehrfach-MOSFET U 105 D verwirklicht werden. Da dieser MOSFET 6 Systeme enthält, kann man für den zweiten Ausgang (Drains T3, T1) entweder

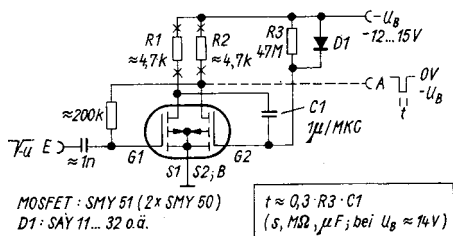


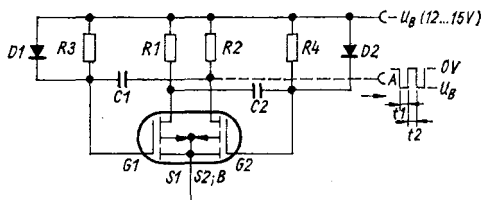
Bild 3.3 Schaltung des monostabilen Multivibrators

eine weitere Schaltstufe entsprechend T5 vorsehen — beide arbeiten dann im Gegentakt — oder das 6. MOSFET-System dem T5 parallelschalten und damit die Strombelastbarkeit dieser Schaltstufe auf 40 mA erhöhen.

3.1.2. Der monostabile Multivibrator

Der monostabile Multivibrator wird sehr oft als Zeitschalter bzw. Verzögerungsstufe benutzt. Seine Schaltung zeigt Bild 3.3. Im Ruhezustand leitet das rechte Transistorsystem, und die Spannung am Ausgang A liegt bei Null, da Gate G2 über R3 negativ vorgespannt ist. G1 erhält daher keine Vorspannung. Sobald am Eingang E ein kurzer negativer Spannungsimpuls auftritt (für den der Widerstand zwischen G1 und Drain 2 wegen des auf Massepotential liegenden Drains 2 den Arbeitswiderstand darstellt; er bildet zusammen mit dem Eingangskondensator ein Differenzierglied, dessen Zeitkonstante wesentlich kleiner als die des astabilen Multivibrators sein soll), wird über G1 das linke Transistorsystem geöffnet, und der am Drain 1 entstehende positive Spannungssprung schließt über C1 den rechten Transistor. An A tritt jetzt die nahezu volle Ausgangsspannung auf. Etwa erforderliche Relaisschaltstufen können auch hier wieder statt R1 oder R2 bei XX gemäß Bild 3.1b eingefügt werden. Eine bei R2 eingebaute Relais-

stufe hält ihr Relais während der Ruhezeit gezogen, bei R1 eingefügt, zieht das Relais während der Impulsverzögerungszeit t . Die an D2 stehende Spannung hält vorerst den instabilen Zustand aufrecht. Über R3 und die geöffnete Drainstrecke 1 wird nunmehr C1 aufgeladen mit der durch die Werte C1, R3 gegebenen in weiten Grenzen wählbaren Verzögerungszeitkonstante. Sobald die Spannung an G2 den Wert der Schleusenspannung des MOSFET erreicht, öffnet System 2 wieder, System 1 sperrt, und der Multivibrator kippt in die stabile Ruhelage zurück. Sofort danach wird C1 über R1 und D1 entladen. Erst nach entladem C1 ist die Stufe wieder mit der vollen Verzögerungszeit betriebsbereit. Um diese „Erholzeit“ zu verkürzen und schnelle Wiederauslösung zu ermöglichen, befindet sich parallel zu R3 die Diode D1. Falls mit R3 über den angegebenen Richtwert hinausgegangen werden soll, muß D1 sehr sperrstromarm sein (nur Siliziumdioden möglich). C1 muß zum Erreichen langer Zeiten ebenfalls sehr gute Isolation (Foliekondensator) haben. Mit den im Bild für C1, R3 angegebenen Richtwerten ist eine Verzögerungszeit von etwa 18 s erreichbar. Die Verzögerungszeit kann vom Amateur überschlägig nach der in Bild 3.3 angegebenen Faustformel berechnet werden; in die Zeit geht jedoch die Betriebsspannung (die ausreichend weit über der MOSFET-Schwellenspannung liegen muß; weniger als 12 V sind daher nur mit MOSFET ausgesucht niedriger Schwellenspannung sinnvoll) mit ein. Eine genaue Berechnung dieses Multivibrators ist in [7] angegeben. Auch die Schwellenspannung des MOSFET geht in die Zeit ein, so daß die genannte Faustformel nur Orientierungswerte liefert (ggf. wird R3 abgeglichen). Der Multivibrator wird am günstigsten mit dem MOSFET *SMY 51* aufgebaut (zwei *SMY 50* oder *SMY 52* sind ebenfalls möglich). Mit dem 6fach-MOSFET *U 105 D* können drei derartige Multivibratoren mit einem einzigen Schaltkreis realisiert werden, oder die für den Multivibrator nichtbenutzten MOSFET-Systeme werden parallelgeschaltet als Schaltstufe (wie T5 in Bild 3.2) verwendet.



MOSFET: SMY 51 (2X SMY 50...52)

D1, D2: SAY 11... 32 o.ä.

$R1 = R2; \approx 3,3 \dots 10K$

$R3, R4: 10K \dots 47M$

$C1, C2: 1n \dots \approx 5\mu$ (Folie!)

$t1 \approx 0,3 \cdot R4 \cdot C2$ in s, $MS, \mu F$

$t2 \approx 0,3 \cdot R3 \cdot C1$ für $U_B \approx 14V$

$f = \frac{1}{t1 + t2}$

Bild 3.4 Der astabile Multivibrator als Impulsgenerator und Taktgeber. Anschaltung einer Last bei Bild 3.3 und Bild 3.4 kann entweder nach Bild 3.1 b oder nach Bild 3.2 (dort T5) vorgenommen werden

3.1.3. Der astabile Multivibrator (Impulsgenerator)

Dieser astabile Multivibrator geht funktionell auf die vorstehend beschriebenen Schaltungen zurück (Bild 3.4). Die beiden Transistorsysteme schalten sich gegenseitig aus und ein, so daß diese Schwingungsschaltung am Ausgang A eine ständige Impulsfolge zur Verfügung stellt. Genaue Berechnungsunterlagen sind auch dafür in [7] zu finden. Einige für die Amateurpraxis ausreichende Dimensionierungshinweise sind in Bild 3.4 mit angegeben. Für R1 und/oder R2 können auch hier Schaltstufen nach Bild 3.1a oder Bild 3.2 (dort T5) vorgesehen werden. R3/C1 bzw. R4/C2 bestimmen die Impulslängen und dürfen sehr unterschiedlich sein, wenn die Schaltung als Taktgeber benutzt wird. Für Schwingungserzeugung im NF-Bereich setzt man im allgemeinen $R3 = R4$ und $C1 = C2$. Praktisch realisierbar sind die in Bild 3.4 angegebenen Wertgrenzen; geeignete MOSFET-Exemplare können mit C-Werten von 100 pF oder weniger noch weit bis in den HF-Bereich hinein eingesetzt werden. R3, R4 sollten stets wesentlich größer als R1, R2 sein; C1, C2 müssen höchstmöglichen Isolationswiderstand haben (keine Elektrolytkondensatoren!). Wenn R3, R4 erheblich über 1 M Ω liegen, sollen auch die Dioden D1, D2 (die ent-

fallen können, wenn die Impulszeiten t_1 und t_2 gleich groß sind und an die Flankensteilheit der Impulsfolge keine besonderen Anforderungen gestellt werden) einen hohen Sperrwiderstand haben. Mit Rücksicht auf noch realisierbare R- und C-Werte erlaubt diese Schaltung daher durchaus keine extrem langen Impulszeiten (das gilt auch für die nach Bild 3.3). Mit $R_3 = R_4 = 100 \text{ M}\Omega$ und $C_1 = C_2 = 2,2 \mu\text{F}$ als noch realisierbare Grenzwerte ergeben sich für t_1, t_2 etwa je 1 min (Taktgeberanwendungen). Mit den Werten je $1 \text{ M}\Omega$, je 5 nF werden etwa 300 Hz Schwingfrequenz erreicht. R_3, R_4 können als Einstellwiderstände zum Variieren der Frequenz ausgeführt sein.

3.1.4. Schmitt-Trigger

Schmitt-Trigger sind Schwellwertschalter ([1]), die außerdem oft als Impulsformer verwendet werden. Sie lassen sich mit MOSFET für einen vorteilhaft hohen Eingangswiderstand realisieren. Bild 3.5 zeigt einen mit bipolaren Transistoren aufgebauten Schmitt-Trigger (siehe [1]), dem lediglich ein MOSFET SM 103/SM 104 als Impedanzwandlerstufe (T3) vorgesetzt ist. Die wichtigsten Dimensionierungshinweise sind im Bild mit angegeben. R_5 — in weiten Grenzen beliebig wählbar — bestimmt den gewünschten

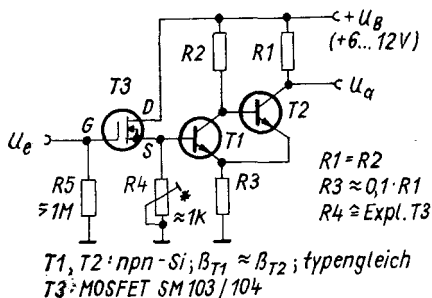


Bild 3.5 Schmitt-Trigger mit hochohmigem MOSFET-Eingang

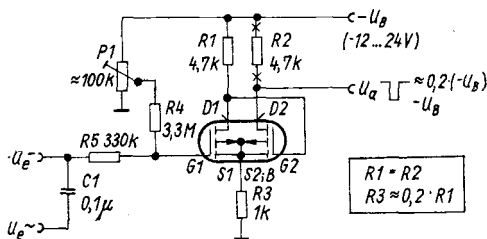


Bild 3.6 Schmitt-Trigger mit dem Doppel-MOSFET SMY 51. Aufbau ebenso mit Einzel-MOSFET (SMY 50, SMY 52) möglich

Eingangswiderstand des Triggers, der (im Gegensatz zum bipolaren *Schmitt*-Trigger) in beiden Schaltzuständen gleichen Wert hat. Mit R_4 (Wert abhängig vom Exemplar T1, Richtwert etwa $1 \dots 5 \text{ k}\Omega$) können der Grundzustand des Triggers bei fehlender Eingangsspannung U_e sowie die Schaltschwelle gewählt werden (T2 im Ruhezustand entweder geöffnet oder gesperrt). Die Eingangsspannung kann positiv oder negativ (auch Wechselspannung) sein, wobei — bei exaktem Abgleich von R_4 — bereits etwa $0,1 \text{ V}$ zur Umschaltung des Triggers ausreichen können. Für den Eingang ist je nach Anwendungszweck ein Gateschutz (Bild 1.15) ratsam.

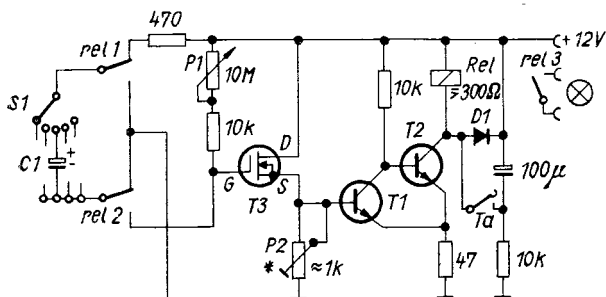
Einen *Schmitt*-Trigger mit Anreicherungs-MOSFET zeigt Bild 3.6. Der Aufbau ist vorteilhaft mit dem SMY 51 möglich, auch zwei SMY 50 oder SMY 52 sind verwendbar. Die Funktion entspricht weitgehend dem Bekannten, genaue Berechnungen bietet [7]. Für den Amateur kann die genaue Berechnung meist entfallen; Orientierungswerte gibt Bild 3.6 an. $R_1 \dots R_3$ können bedarfsweise zwecks Speisestromersparnis auch erheblich hochohmiger (einige hundert Kiloohm) sein, statt R_2 kann bei XX wieder die in Bild 3.1b gezeigte Schaltstufe eingefügt oder eine Schaltstufe gemäß T5 in Bild 3.2 nachgesetzt werden. In letzterem Fall ist die am Ausgang stets vorhandene Restspannung ($\approx 0,2 \cdot U_B$) zu beachten. Liegt dieser Wert über dem Wert der Schwellenspannung des bei U_a nachgesetzten MOSFET, so wird dessen Gate über einen hochohmigen

Spannungsteiler (einige Megaohm) an U_a angeschlossen, der die Restspannung auf den 0,5- bis 0,7fachen Wert der Schleusenspannung reduziert. — Mit P1 stellt man den Ruhezustand des Triggers ein, auch die Schaltschwelle ist damit beeinflussbar. Wegen der am Gate G1 vorhandenen Vorspannung muß bei diesem Trigger eine Eingangswechselspannung mit C1 entkoppelt werden. Der Eingangswiderstand dieses Triggers entspricht näherungsweise dem Wert $R5 + R4$.

3.2. Zeitschalter

3.2.1. Zeitschalter für allgemeine Anwendungen

Zeitschalter werden vom Amateur für die verschiedensten Zwecke benutzt ([1]). Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 3.7. Sie besteht aus einem *Schmitt*-Trigger mit MOSFET-Eingang gemäß Bild 3.5 und ist in dieser Form z. B. für Dunkelkammer-Belichtungsuhren verwendbar. P2 stellt man (abhängig von T3) so ein, daß das Relais gerade sicher abfällt. Der zeitbestimmende RC-Kreis am Trigger-



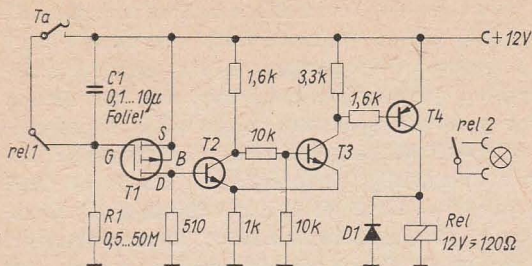
T1, T2: Si-npn $\approx 200\text{mW}$, $\beta \approx 90$, D1: 0,1A beliebiger Typ
T3: MOSFET SM103/104;
* Wert abhängig von Exemplar T3

Bild 3.7 Transistor-Zeitschalter mit MOSFET-Eingang

eingang wird hier mit umschaltbaren Kondensatoren C1 (Zeitwahl grob) und P1 (Zeitwahl fein) aufgebaut. Für C1 sind auch Elektrolytkondensatoren mit ausgesucht geringem Reststrom (neuwertige Exemplare, die vor Einbau einige Zeit an Betriebsspannung gelegt werden) verwendbar. Mit $P1 = 10\text{ M}\Omega$ ergeben sich näherungsweise (abhängig von T2 und P2) folgende Zeiten: Für $C1 = 1\text{ }\mu\text{F}$: 0,3 ... 5 s, für $C1 = 10\text{ }\mu\text{F}$ bis 80 s, mit $100\text{ }\mu\text{F}$ sind bei einwandfreiem Kondensator durchaus 14 ... 15 min erreichbar. Werte über $100\text{ }\mu\text{F}$ können erprobt werden, jedoch wird dabei neben dem Kondensatorleckstrom bereits die Isolationsfrage des gesamten Gatekreises kritisch; Zeiten bis etwa 2 h sind jedoch bei entsprechender Sorgfalt möglich. Über S1 ist der gewählte C1 auf Betriebsspannung geladen, Relais Rel — das mit rel3 den hier nur angedeuteten Verbraucher schaltet — fällt ab. Gestartet wird der Zeitschalter durch Schließen von Ta, wobei sich der $100\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensator über Rel entlädt und Rel somit anzieht. rel1, rel2 legen die in C1 gespeicherte Spannung mit negativer Polarität an den Triggereingang, so daß T3 sperrt und mit ihm T1. T2 öffnet, Rel bleibt gezogen. Über P1 wird C1 gegen die Speisespannung umgeladen (dieses Verfahren ergibt eine sehr gute Reproduzierbarkeit der Zeiteinstellung, P1 kann entsprechend geeicht werden), bis T3, T1 wieder öffnen. Der Trigger schaltet um, Rel fällt ab, unterbricht mit rel3 den Verbraucherstromkreis, und über rel1, rel2 wird C1 sofort erneut geladen. Die Startschaltung mit Ta und dem $100\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensator hat den Zweck, bei kurz eingestellter Zeit ein Abfallen des Relais nach Zeitablauf auch dann zu ermöglichen, wenn Ta zu diesem Zeitpunkt noch geschlossen ist.

3.2.2. Zeitschalter für lange Zeiten

Mit kleineren C-Werten lassen sich lange Zeiten mit der Schaltung nach Bild 3.8 erreichen. Sie besteht ebenfalls aus einem *Schmitt*-Trigger mit nachgesetzter Relaisschaltstufe



T1: SMY 50...52

T2, T3: npn-Si ($\beta \approx 100$) SC..., SF...-Typ

T4: GC 301 o.ä. pnp (Ge oder Si); $\beta \approx 30$; $P_c \approx 0,2W$

D1: beliebiger Typ $\approx 0,1A$

Bild 3.8 Zeitschalter für lange Zeiten

T4, dessen Relais mit rel2 den Verbraucher schaltet. Der in konventioneller Technik mit bipolaren Transistoren bestückte Trigger T2, T3 hat einen MOSFET-Eingang, für den hier der Anreicherungstyp SMY 50...SMY 52 benutzt wird. Im Ruhezustand fällt das Relais ab, und der zeitbestimmende Kondensator C1 lädt sich über R1 auf. T1 erhält daher negative Gatespannung und ist voll geöffnet. Sobald Ta geschlossen wird, entlädt sich C1 sofort, T1 sperrt, der Trigger schaltet um, und das Relais zieht an. Mit rel1 wird Taste Ta abgetrennt (wird auf rel1 verzichtet, so beginnt der Zeitablauf erst mit Öffnen von Ta!). Über R1 — der einstellbar sein kann — lädt sich C1 allmählich wieder auf, bis T1 die Schleusenspannung erreicht. Sobald durch T1 ausreichend hoher Drainstrom fließt, schaltet der Trigger wieder in die Ruhelage zurück, und das Relais fällt wieder ab. Ist Ta noch geschlossen, so zieht es sofort erneut an. Verzichtet man auf rel1, so kann mit Ta auch während des Zeitablaufs jederzeit „nachgetastet“, d. h. der Zeitablauf ohne Abfallen des Relais verlängert werden (vorteilhaft z. B. bei Treppenlichtschaltern). Für derartige Fälle sollte jedoch wegen der notwendigen sehr hochohmigen Gateleitungsisolations-Anforderungen Ta ein Hilfsrelaiskontakt bester Isolation sein; Schutzgaskontakte

3.2.3. MOSFET-Lichtmengenschalter für das Fotolabor

[illegible]

77

resultierende Lichtmenge, die für die Papierschwärzung maßgebend ist, selbsttätig für eine vorgewählte Papiersorte konstant. Zusätzlich zu den in [1] dafür angegebenen Schaltungen zeigt Bild 3.9 eine weitere, durch Verwendung eines MOSFET relativ einfach gehaltene Schaltung. Details zu Aufbau, Einstellung und Anwendung dieser Schaltung sind in [10] zu finden.

Das Gerät besteht aus einem Stromtrigger ([1]) mit MOSFET-Vorstufe ähnlich der in Bild 3.5. Relais Rel schaltet mit einem (hier nicht dargestellten) Kontakt rel2 die Kopierlampe und ist im Ruhezustand abgefallen. T1 und mit ihm T2 sind geöffnet. Über P1 (Zeitwahl fein), S1 (Zeitwahl grob nach Papiersorte) und rel1 ist der gewählte Zeitkondensator C1...C5 (nur Foliekondensatoren verwenden!) aufgeladen. Zur Einleitung der Belichtung wird Ta geschlossen; der Ladestromstoß von C6 sperrt kurzzeitig T2, so daß T3 öffnet und Rel anzieht. Die Startschaltung mit C6 und dessen Parallelwiderstand 10 k Ω bezwecken hier den ordnungsgemäßen Abbruch der Belichtung auch wenn Ta noch gedrückt ist. Durch Spannungsabfall am Kollektor T3 bleibt der Rückkopplungsstromfluß über P3 zur Basis T2 aus (Funktionsbeschreibung des Stromtriggers siehe [1]). Das anziehende Relais legt zugleich mit rel1 den positiven Anschluß des Zeitkondensators über S1 an Masse, so daß am Gate T1 eine negative Spannung wirksam wird, die T1 sperrt. Damit bleibt auch T2 gesperrt und Rel gezogen.

Über P1, S2 und den Fotowiderstand FW (CdS-Typ) lädt sich der Gatekondensator nunmehr allmählich um, bis die Gatespannung an T1 so weit absinkt, daß T1 zu öffnen beginnt und T2 ansteuert, womit T3 zu schließen beginnt. Die am Kollektor T3 ansteigende Spannung bewirkt über P3 zusätzlichen Stromfluß, so daß T2 schlagartig voll durchschaltet und das Relais sofort abfällt. Über rel1 wird der Gatekondensator C1...C5 wieder umgeladen und für die nächste Belichtung vorbereitet. Wie schnell sich während der Belichtung der Gatekondensator über FW umlädt, hängt außer von den bei C1...C5 und P1 gewählten Werten vor

allem vom wirksamen Widerstand des FW ab, der — in geeigneter Weise in Nähe des Objektivs bei Vergrößerungsgeräten mit Blickrichtung auf die Papieroberfläche angeordnet — vom reflektierten Licht des Papiers getroffen wird (gegen Seitenstreulicht durch geeignete Umkleidung des FW vorbeugen). Der Widerstand von FW ist somit ein Maß für die mittlere Negativdichte des gesamten Negativs und, wie die Erfahrung zeigte, von der Oberflächenbeschaffenheit und Sorte des Fotopapiers praktisch unabhängig. Geringere Negativdichte ergibt stärkeres Streulicht, damit geringeren FW-Widerstandswert und schnellere Umladung des Gatekondensators — dies bedeutet verkürzte Belichtungszeit. Mit den handelsüblichen Fotowiderständen erreicht man maximale R-Werte um $10\text{ M}\Omega$; für den Zeitkondensator scheiden Elektrolytkondensatoren aus, so daß hier $8 \dots 10\text{ }\mu\text{F}$ auch kaum zu überschreiten sind. Damit erreicht man maximale Belichtungszeiten bis etwa 80 s , die üblicherweise völlig ausreichen. Sollten doch längere Zeiten notwendig werden, so kann man Umschalter S2 vorsehen. Mit ihm lassen sich in Stellung b — bei gleichen Werten für P1, FW und C1...C5 — etwa 3- bis 6fach längere Zeiten (abhängig vom Exemplar T1) bei allerdings etwas verschlechterter Belichtungsgenauigkeit erreichen. Zur Ersteinstellung der Schaltung wird zunächst bei gegen Minuspol (Ruhekontaktseite von rel1) kurzgeschlossenem T1-Gate P2 auf sicheren Abfall des Relais eingestellt. Danach entfernt man den Gatekurzschluß, wählt mit S1 und P1 die größte Zeit, dunkelt FW und gleicht nun P3 so ab, daß das Relais — das beim Drücken von Ta anziehen muß — auch bei geöffneter Ta angezogen bleibt; P3 wird auf einen Punkt kurz vor Relaisabfall eingestellt. P1, S1 können jetzt erforderlichenfalls in Papiersorten und Gradationen erreicht werden (Probebelichtungen dafür nur einmal notwendig). Für die Funktion ist — gerade im Dunkelkammerklima — eine erstklassige Isolation aller am Gate liegenden Leitungen erforderlich, diese Verbindungen sollten nicht als Leiterplattenbahnen ausgeführt sein (siehe Einleitung). C1...C5 werden freitragend an S1 (erstklassige kerami-

sche Schalterausführung ist einem Tastenschaltersatz vorzuziehen) montiert, und die Gatezuleitung zu T1 und rel1 (ebenfalls beste Kontaktisolation notwendig; Netzspannung schaltende Kontakte dürfen nicht im gleichen Kontaktsatz des Relais angeordnet sein!) wird freitragend als Draht verlegt. Die Erfahrungen mit dem Mustergerät zeigten, daß außerdem eine Abschirmung der FW-Zuleitungen (FW befindet sich ja normalerweise außerhalb des Gerätes), die so kurz wie möglich sein sollten, notwendig ist. Für den FW-Anschluß eignet sich zweiadrig getrennt geschirmtes Kunststoffkabel (Diodenkabel der NF-Technik), das man ohne Steckanschlüsse oder zusätzliche Lötstützpunkte (Isolationsproblem und bei Steckanschluß Gefahr für das Gate des T1!) anschließt. Weitere Hinweise zu diesem Gerät sowie Schaltvorschläge für seine Stromversorgung aus dem Netz — für die im Dunkelkammerbetrieb bestimmte Forderungen zu beachten sind — siehe [10].

4. Meß- und Prüfgeräte

4.1. Prüfgeräte für MOSFET

Für den Aufbau der folgenden Prüfgeräte empfiehlt sich die Verwendung von Transistorstecksockeln für den Prüfling (siehe Abschnitt 1.5.!). Die entsprechenden Prüfschaltungen wird der Amateur, da relativ selten benötigt, unter Verwendung des ohnehin wohl immer vorhandenen Vielfachmessers realisieren, so daß der Gesamtaufwand entsprechend gering ist. Zu messen sind für den Amateur die Kennwerte Abschnürspannung U_P bzw. Schwellenspannung U_T , Drainruhestrom I_{DSS} bei Gatespannung Null, außerdem ist eine Gateisolationsprüfung wichtig. Der gelegentlich auch den Amateur interessierende Wert für die Steilheit S ($\triangleq Y_{21}$) kann mit den folgenden Schaltungen indirekt überschlägig bestimmt werden, was zumindest für eine Exemplarauswahl aus vorhandenem MOSFET-Vorrat ausreicht. Eine exakte Messung von S ist mit Amateurmitteln aus Aufwandsgründen schwierig. Hierzu sei auf [3] verwiesen. Die Soll-Werte der hier in Betracht kommenden MOSFET wurden bereits unter 1.3. und 1.8. genannt, nach den unter 1.8. genannten Verfahren arbeiten auch die folgenden Prüfschaltungen.

Zu unterscheiden ist selbstverständlich zwischen Prüfschaltungen für Verarmungs-MOSFET (*SM 103*, *SM 104* und datenähnliche) und solchen für Anreicherungs-MOSFET (*SMY 50 ... SMY 52*, *U 105 D*). Bei Doppel-MOSFET erfolgt Einzelprüfung jedes Systems, wie unter 1.8. bereits erläutert. Bild 4.1 zeigt eine einfache Prüfschaltung für die Typenreihe *SM 103/SM 104*. S_1 steht zu Beginn in Stellung „ I_D “. Nach Einsetzen des Prüflings darf der Ausschlag des Instruments I (15-mA-Bereich, wenn nötig, den nächstniedrigeren Vielfachmesserbereich auf 15 mA mit Parallelwiderstand zu I shunten) nicht das Skalenende erreichen.

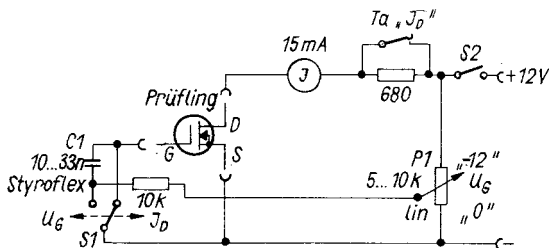


Bild 4.1 Prüfgerät für n-Kanal-Verarmungs-MOSFET SM 103, SM 104

Wird Skalenende erreicht oder gering überschritten, so ist der Prüfling defekt (Drain-Source-Schluß oder zu hoher Drainstrom). Liegt die Anzeige unterhalb des höchstzulässigen Normalwertes, so kann Taste „ I_D “ gedrückt und I_{DSS} abgelesen werden. Ein Vergleich mit den Eingangskennlinien Bild 1.3 und Bild 1.5 läßt jetzt schon erste Rückschlüsse (bei Basteltypen: Datenähnlichkeit mit SM 103 oder SM 104 entscheidbar!) zu. Die Messung von U_p geschieht bei dieser Schaltung folgendermaßen: In Stellung I_D von S1 wird mit (in Volt geeichtem) Gatespannungsregler P1, C1 auf die mit P1 gewählte Spannung aufgeladen. Anschließend wird S1 auf „ U_G “ umgeschaltet. Den Kondensator polt man hierbei um, und die zuvor mit P1 gewählte Spannung erscheint mit Minuspol am Gate des Prüflings. I_D muß hierbei zurückgehen. Durch Umschalten von S1 und Wählen jeweils anderer Spannungswerte mit P1 findet man eine Spannung (an P1 ablesbar), bei der I_D gerade auf Null zurückgegangen ist (wird für I der Vielfachmesser benutzt, so kann diese Kontrolle auf geringerem Strombereich erfolgen, ein restlicher I_D von $10\mu A$ entspricht definitionsgemäß der vom Hersteller angegebenen U_p am Gate). Anschließend erfolgt die Prüfung auf Gateisolation: S1 verbleibt in Stellung „ U_G “, nachdem mit P1 auf I_D nahe Null (bei Instrument I ohne μA -Meßbereich auf einen gerade noch erkennbaren restlichen Drainstrom) eingestellt wurde. Die Gatespannung am Prüfling wird jetzt von C1

gehalten. C1 kann sich nur über seinen eigenen Isolationswiderstand, den der Schaltung (Anschluß C1, S1, Gate freitragend verlegen, S1 erstklassige Isolation) und den Gateeingangswiderstand des Prüflings entladen. Die Entladezeitkonstante ist somit ein Maß für die Gateisolation. Mit dem für C1 angegebenen Wert (nur Kondensatoren mit bester Isolation geeignet!) darf sich während etwa 10...20 s nach Umschalten von S1 kein erkennbarer Anstieg des Drainstromes zeigen, anderenfall ist die Gateisolation (oder der Prüfschaltungsaufbau!) mangelhaft. Bei einem bereits als fehlerhaft anzusehenden Wert der Gateisolation von 100 M Ω ergibt sich binnen etwa 10 s bereits eine Verdopplung des Drainstromes. Bei völlig defektem Gate würde C1 sofort entladen, und die Drainstromverringerung mit P1, S1 gelingt gar nicht, bzw. es stellt sich beim Umschalten von S1 stets ein von der P1-Einstellung ganz unabhängiger Wert I_D ein. Der Prüfling ist dann unbrauchbar. P1 wird entweder bei linearem Widerstandsverlauf zeichnerisch mit Winkelmesser von 0...-12 V (das negative Vorzeichen entspricht sinnrichtig der am Gate negativ auftretenden C1-Ladung) oder mit hochohmigem Vielfachmesser zwischen P1-Schleifer und Minuspol geichet. Eine überschlägige Ermittlung von S (gemessen in mA/V) kann erfolgen, indem im interessierenden I_D -Arbeitspunkt (mit P1 und S1 einstellbar) die Gatespannung um genau 1 V an P1 erhöht (oder verringert) wird. Die Diffe-

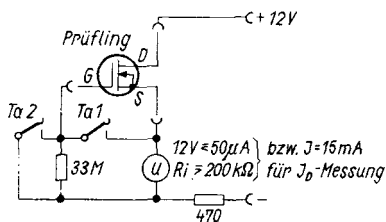


Bild 4.2 Prüfschaltung zum schnellen Ausmessen von I_{DSS} und U_P bei n-Kanal-Verarmungs-MOSFET SM 103, SM 104 u. ä.

renz des dabei zustande kommenden zum vorher angezeigten Drainstrom in mA entspricht näherungsweise dem Wert der Steilheit.

Bild 4.2 zeigt eine Schaltung zum schnellen Aussortieren einer größeren Anzahl von Prüflingen. Sie entspricht dem Prinzip nach Bild 1.21. Bei U wird ein Vielfachmesser mit den angegebenen Daten angeschlossen. Beim Schließen von Ta1 kann in einem geeigneten Strombereich des Vielfachmessers I_{DSS} abgelesen werden. Der 470- Ω -Widerstand beeinflusst das Ergebnis nicht wesentlich und verhindert Instrumentüberlastung bei defektem Prüfling. Bei geöffneten Tasten ist im Spannungsbereich des Instruments U_p mit genügender Näherung ablesbar (Instrument nicht unter Bereich 10 V schalten, damit $R_i \geq 200 \text{ k}\Omega$ bleibt!). Die Gateisolation wird auf grobe Fehler geprüft, indem man Ta2 schließt. Dabei darf sich der angezeigte U_p -Wert nicht ändern (für MOSFET aus verbilligter Bastlerware kann man maximal 10 % Änderung der U_p -Anzeige zulassen). Ansonsten ist die Gateisolation defekt und der angezeigte U_p -Wert deshalb auch nicht realistisch. Die Steilheit kann man mit dieser Prüfschaltung nicht ermitteln.

Die Prüfung von p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET kann mit der Schaltung nach Bild 4.3 geschehen. Sie entspricht dem Prinzip nach Bild 1.22. Der vorhandene Vielfachmesser wird je nach Meßgröße, wie in Bild 4.3 angegeben, angeschlossen. R1 stellt man bei Inbetriebnahme einmalig ohne eingesetzten Prüfling auf Vollausschlag bei U im ge-

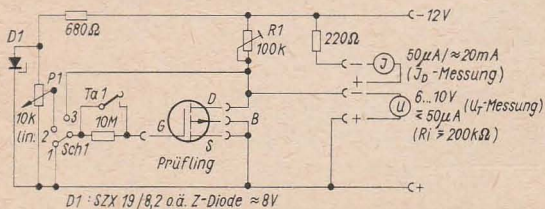


Bild 4.3 Prüfgerät für p-Kanal-Anreicherungs-MOSFET (SMY-Typen)

wählten Spannungsmessbereich ein (10 V, bei älteren Vielfachmessern auch 6 V); bei vorhandenem 10-V-Bereich („Vielfachmesser III“) kann R1 auch auf einen bei 7...8 V zu markierenden Skalenpunkt eingestellt werden, was für R1 höheren Wert und damit genauere Messung (siehe Abschnitt 1.8.) gestattet. Nunmehr kann man den Prüfling einsetzen. Sch1 steht zunächst in Stellung 1. Bei I kann jetzt der Drainstrom des gesperrten Prüflings kontrolliert werden (zunächst Meßbereich 20...25 mA, um Instrumentüberlastung bei Prüflingskurzschluß zu vermeiden; wenn kein Strom angezeigt wird, Kontrolle im empfindlichsten Bereich). Bei guten Exemplaren der Typenreihe *SMY 50* bis *SMY 52*, *U 105 D* liegt der Reststrom weit unter 1 μ A (nicht mehr ablesbar). Nunmehr wird Sch1 in Stellung 3 gebracht, der Vielfachmesser ist jetzt bei U angeschlossen. Er zeigt hierbei mit guter Näherung den Wert von U_T an (Soll-Wert: 3...6 V). Beim Drücken der Taste Ta darf sich der angezeigte U_T -Wert nicht merklich (bei Bastlerware maximal um 10 % nach niedrigerem Wert, jedoch nicht nach höheren Werten) ändern, anderenfalls ist die Gateisolation mangelhaft. Wird in Stellung 3 des Umschalters noch nahezu die gleiche Spannung angezeigt wie in Stellung 1, so hat das Gate ebenfalls einen Defekt (keine Steuerwirkung), oder der U_T -Wert hat einen unzulässig hohen Wert, den Prüfling kann man auch in diesem Fall nicht benutzen. Bei Mehrfach-MOSFET treten derartige Fehler meistens nur bei einem System auf. Oftmals kann man diese MOSFET unter Verzicht auf das defekte System (dessen Drain- und Gateanschluß zweckmäßig direkt am Gehäuse abgeschnitten wird) noch verwenden, wenn das bzw. die übrigen Systeme normale Daten zeigen. Der Bulkanschluß muß jedoch in jedem Fall beschaltet (i. allg. an Source des bzw. der restlichen Systeme gelegt) werden. In Schalterstellung 2 bei Bild 4.3 ist über P1 eine regelbare Gatespannung verfügbar (P1 wird mit in Volt geeichter Skale versehen, Eichung mit Vielfachmesser zwischen Schleifer P1 und Plus). Hiermit kann die gesamte Eingangskennlinie (siehe Bild 1.9 und Bild 1.11) punktweise auf-

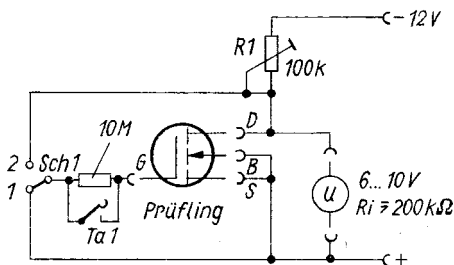


Bild 4.4 Prüfschaltung zum schnellen Ausmessen von U_T bei Anreicherungs-MOSFET der Typenreihe SMY 50, SMY 52 und U 105 D

genommen werden (Vielfachmesser bei I). Verändert man im interessierenden Drainstromarbeitspunkt mit P1 die Gatespannung um genau 1 V, so ist die zugehörige Drainstromänderung in mA mit ausreichender Näherung ein direktes Maß für die Steilheit. Da sie bei einigen Exemplaren (SMY 52!) 12 mA/V und mehr betragen kann, empfehlen sich für P1 eine möglichst große genau geeichte Skale und eine Spannungsänderung um nur 0,1 V. Die Meßgenauigkeit ist demzufolge schon wegen Ableseproblemen an P1 nicht sehr gut, genügt aber zur Orientierung für den Amateur.

Bild 4.4 zeigt eine vereinfachte Schaltung, die aus Bild 4.3 durch Weglassen von P1 und D1 entsteht. Steilheitsprüfung ist hiermit nicht, Drainreststromprüfung nur überschlägig möglich. Für Ta1 und R1 gilt das bei Bild 4.3 Gesagte. In Schalterstellung 1 darf die bei U vor Einsetzen des Prüflings angezeigte Spannung nach dessen Einsetzen nicht — auch nicht um geringste Beträge! — zurückgehen, ansonsten hat der Prüfling unzulässig hohen Drainreststrom bzw. sperrt nicht völlig. In Schalterstellung 2 wird wieder in der beschriebenen Weise U_T abgelesen und mit Ta1 die Gateisolation überprüft. Diese Schaltung eignet sich ebenso wie die nach Bild 4.2 für SM-Typen gezeigte zur Schnellauswahl aus einem vorhandenen MOSFET-Vorrat.

4.2. MOSFET-Voltmeter

Mit MOSFET-Voltmetern kann man analog den früher üblich gewesenen Röhrenvoltmetern nahezu belastungsfrei Gleichspannungen messen. Ihr kennzeichnendes Merkmal ist demzufolge der sehr hohe Eingangswiderstand, der sich mit MOSFET mühelos realisieren läßt. Für den Aufbau des Eingangsspannungsteilers dieser Geräte — zu deren erster Eichung ein gutes Vergleichsinstrument (Vielfachmesser) benötigt wird — steht der Amateur vor dem Problem, wertgenaue Widerstände im Höchstohmbereich realisieren zu müssen. Engtolerierte Meßwiderstände dieser Werte sind für ihn nicht erhältlich und außerdem sehr kostspielig. Der Amateur wird sich in diesen Fällen mit Serien- und Parallelschaltungen bzw. mit geschickter Kombination beider für jeden im Schaltbild angegebenen Einzelwert behelfen. Da eine Eichung jedes einzelnen Meßbereiches ohnehin kaum zu umgehen ist, kann man die passenden Wertkombinationen bei dieser Gelegenheit mit etwas Geduld aus den handelsüblichen Einzelwerten auch unter Verwendung üblicher billiger Schichtwiderstände mit 20 % Toleranz „hintrimmen“. Hierzu gibt auch [16] einige Ratschläge. Die dort nicht ideale Alternative von Abgleichpotentiometern im M Ω -Bereich für die Eingangsspannungsteiler birgt die Gefahr von Wertänderungen durch Alterung oder unbeabsichtigtes Verstellen — das unbemerkt bleibt und zu Meßfehlern führt (Erschütterungen im Umgang mit dem Gerät bedenken!).

4.2.1. MOSFET-Voltmeter mit SMY 51

Für Differenzverstärker, wie sie beim MOSFET-Voltmeter notwendig sind, bietet sich die Verwendung eines Doppel-MOSFET an. Er hat hierfür den entscheidenden Vorteil, daß zwangsläufig Kennliniengleichheit beider Systeme gegeben ist, da beide MOSFET auf einem gemeinsamen Kristall zugleich hergestellt werden. Hiermit wird auch ein

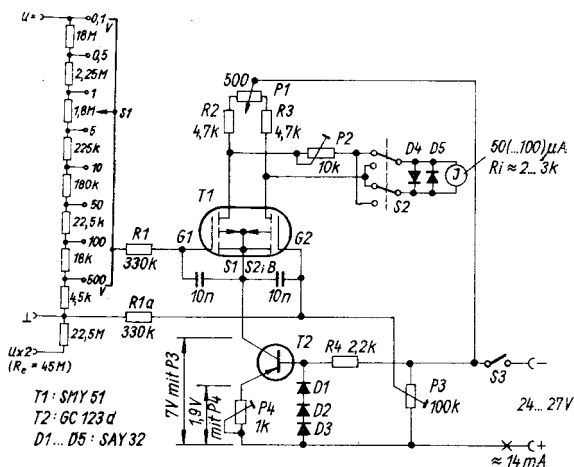


Bild 4.5 MOSFET-Voltmeter mit Doppel-MOSFET SMY 51. Diese Schaltung zeichnet sich durch hohe Konstanz aus. Der Eingangswiderstand zwischen Buchse $U=$ und Masse ist in allen Bereichen $22,5 M\Omega$. Wird die Meßspannung zwischen $U=$ und Buchse „ $U \cdot 2$ “ statt Masse angelegt, so verdoppeln sich alle Meßbereiche; Eingangswiderstand dann $45 M\Omega$; Eingang symmetrisch. Mit Bereichswahlschalter $S1$ sind in 8 Bereichen Gleichspannungen von $0,1 \dots 500 V$ (für Vollausschlag) meßbar. Alle Eingänge sind bis $500 V$ überlastungsfest, unabhängig vom mit $S1$ gewählten Bereich

idealer thermischer Kontakt zwischen beiden Systemen erreicht — beide Transistorsysteme haben stets genau gleiche Temperatur. Dies kommt der Nullpunktstabilität sehr zugute. Wird nun noch durch die Verwendung einer Konstantstromquelle als Source-Gegenkopplungswiderstand für zusätzliche Arbeitspunktstabilisierung gesorgt, so ergibt sich insgesamt eine Stabilität des Verstärkers, die praktisch keine Wünsche mehr offenläßt. Bild 4.5 zeigt eine nach diesen Gesichtspunkten aufgebaute, mit dem Doppel-MOSFET SMY 51 bestückte Schaltung. Mit einzelnen MOSFET des Typs SM 103/SM 104 aufgebaute Voltmeter (siehe [1]) sind insoweit überholt. Deshalb wird hier nicht näher darauf eingegangen. Auch das in [16] beschriebene Gerät (das zusätzliche Meßbereiche für Widerstandsmessungen

aufweist, allerdings auch aufwendiger ist) wurde mit einem *SMY 51* bestückt.

Die Dimensionierung der Gateschutzwiderstände R_1 , R_{1a} (Bild 4.5) gestattet zusammen mit den im *SMY 51* integrierten Gateschutzdioden (siehe Bild 1.16b) hier ausnahmsweise den Verzicht auf extra Gateschutzmaßnahmen (siehe Bild 1.15a) was zur Verbesserung der Meßgenauigkeit beiträgt. P_1 ist der Nullpunktabgleichregler, der wegen der weitaus besseren Nullpunkt Konstanz der Schaltung nur noch geringen Regelbereich zu haben braucht und den man daher leicht einstellen kann. Da nur selten Nullpunktnachgleich notwendig wird, kann er für Schraubenzieherbedienung (jedoch trotzdem von außen zugänglich) ausgelegt werden. Mit P_2 erfolgt einmaliger Abgleich für I auf Vollausschlag im untersten Meßbereich 0,1 V. Das Instrument kann auch ein außen anzuschließender Vielfachmesser sein, jedoch lohnt für dieses Gerät ein fest eingebautes Mikroamperemeter mit großer, gut ablesbarer 100teiliger Skale. D_4 , D_5 stellen für dieses Meßwerk einen zusätzlichen Überlastungsschutz dar. Diese Schaltung geht in ihrem Prinzip auf [15] zurück, dort sind auch eingehende Berechnungsunterlagen (geeignet für eventuelle Umdimensionierung auf andere Betriebsspannung oder andere Bauelemente) und eine eingehende theoretische Behandlung dieses Differenzverstärkers zu finden. Die Schaltung benötigt keine zusätzlichen bipolaren Transistoren im Meßverstärker, da der *SMY 51* — allerdings unter der Voraussetzung einer relativ hohen Betriebsspannung — ausreichende Eigenverstärkung aufbringt. Für die Batterie eignet sich eine Serienschaltung aus drei 9-V-Transistor-empfängerbatterien oder, falls mit häufigem Gebrauch oder längeren Meßzeiten gerechnet wird, eine Serienschaltung von 6 Taschenlampenbatterien 3 R 12 je 4,5 V. Gegen Betriebsspannungsabweichungen ist diese Schaltung relativ unempfindlich, trotzdem kann man eine Batteriespannungskontrolltaste vorsehen.

Der Source-Gegenkopplungswiderstand wird von einer Konstantstromquelle (T_2) gebildet, für die die Dioden

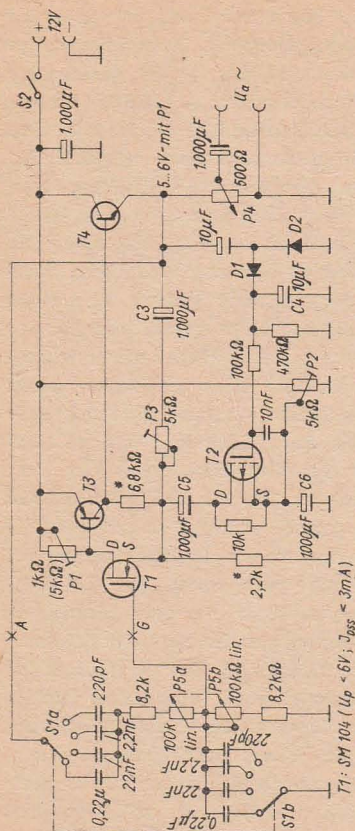
D1...D3 die Referenzspannung bereitstellen. P4 kann ohne weiteres durch einen Festwiderstand ($560\ \Omega$) ersetzt werden, anderenfalls gleicht man P4 wechselseitig mit P3 ab, bis die bei T2 dafür angegebenen Emitter- und Kollektorspannungen erreicht sind. Dieser Abgleich wird mit P3 beendet; P4 soll dabei $> 300\ \Omega$ sein. Die Gesamtstromaufnahme des Gerätes muß dann bei etwa 14 mA liegen. Besondere Exemplarauswahl für die Halbleiter ist nicht erforderlich, T2 soll jedoch möglichst hohen Stromverstärkungsfaktor haben.

4.3. Sinusgeneratoren

4.3.1. Wienbrückengenerator für 10 Hz ... 100 kHz

Für Sinusgeneratoren gehört das klassische Prinzip der Wienbrücke zu den bewährtesten Varianten. Für halbleiterbestückte Generatoren bestand dabei das Problem, daß die Wienbrücke hochohmig abgeschlossen sein muß, was beim Aufbau mit bipolaren Transistoren zu unangenehm kleinen R- und großen C-Werten für den frequenzbestimmenden Teil zwang. Ein weiteres Problem ist die Gewährleistung einer exakten Amplitudenkonstanz über den gesamten Frequenzbereich, was zu automatischer Amplitudenkonstanthaltung zwingt. Hierfür bekannte Lösungen aus der bipolaren Schaltungstechnik erforderten entweder schwer beschaffbare Bauelemente (Kaltleiter) oder hatten andere Nachteile (ungenügende Regeleigenschaft, hohen Leistungsverbrauch, große Trägheit). Alle diese Mängel können durch den Einsatz von MOSFET elegant umgangen werden.

Bild 4.6 zeigt einen mit MOSFET aufgebauten Wiengenerator, dessen Eigenschaften auch für anspruchsvolle Werkstattmeßzwecke weitaus genügen. Der Verstärker ist zweistufig (T1, T3) und hat den für MOSFET typischen sehr hochohmigen Eingang. Für die Wienbrücke bzw. deren frequenzbestimmende Teile (bei A, G angeschlossen) wird



T1: SM 104 ($U_p < 6V$; $I_{oss} \approx 3mA$)
 T2: SMY 50
 T3: KF 517 a.ä. npn - Si ($\beta > 100$); dann $P1 = 5k\Omega$
 oder T3: 6C 100 a.ä. pnp - Ge ($\beta > 100$; $I_{ceo} \approx 100\mu A$); dann $P1 = 1k\Omega$
 T4: 6F 121 D a.ä. ($\approx 200mW$; $\beta \approx 120$)
 D1, D2: 6A 100... 103 (Ge - Typen!)

Bild 4.6 Gesamtschaltung des Wienbrücken-NF-Generators. Die Amplitudenkonstanthaltung erfolgt mit MOSFET T2. Bei A und G kann der frequenzbestimmende Teil nach Bild 4.7 angeschlossen werden

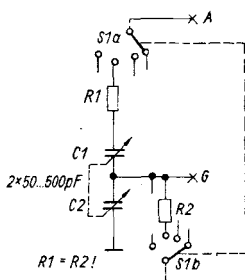
damit eine hochohmige Dimensionierung (Tandempotentiometer P5a, P5b zur Frequenzfeineinstellung in bekannter Weise) mit leicht realisierbaren kleinen C-Werten (am Bereichsleiter S1a, S1b) möglich. Dem Verstärker folgt eine Impedanzwandlerstufe T4, die für den notwendigen niederohmigen Ausgang sorgt. Mit P4 regelt man die Ausgangsspannung. Der Spannungsverstärker T1, T3, dessen

Verstärkung nur reichlich 3fach sein soll, ist über P3 wechsellspannungsmäßig gegengekoppelt. Diese Gegenkopplung wird vom Kanalwiderstand des — als gesteuerter Widerstand (Abschnitt 1.7.) arbeitenden — MOSFET T2 beeinflusst (Wechsellspannungsteilung P3/T2). Hiermit ist eine sehr wirksame Amplitudenkonstanthaltung möglich. Sie arbeitet wie folgt: Die am Emitter T4 verfügbare Ausgangsspannung (die außerdem über Leitung A den Rückkopplungskreis für die Wienbrücke ergibt) wird über D1, D2 gleichgerichtet, so daß an C4 eine amplitudenproportionale positive Gleichspannung zustande kommt. T2, dessen Gate zunächst auf Massepotential liegt, spannt man sourceseitig über P2 so weit vor, daß sein Kanal einen Widerstandswert von wenigen hundert Ohm einnimmt. Durch die an C4 auftretende Regelgleichspannung wird das Gate positiver und erhöht damit den Widerstand von T2. Dadurch verstärkt sich die Gegenkopplung, und der Verstärkungsgrad des Verstärkers T1, T3 sinkt. Durch die mit dieser Gegenkopplung und T2 erreichbare große Regelsteilheit ergibt sich eine sehr gute Amplitudenkonstanz bei allen Frequenzen auch noch dann, wenn der Tandemregler P5a, b herstellungsbedingte geringe Gleichlauf-toleranzen aufweist (man benutzt dafür ein Stereotandempotentiometer mit linearer Kennlinie). Der Verstärker ist — bis auf C3 — gleichstromgekoppelt und daher bereits sehr gut temperaturstabil. Wegen dieser Gleichstromkopplung (die bei den niedrigen Generatorfrequenzen außerdem die sonst notwendigen sehr großen Werte für Koppelkondensatoren umgeht) sind allerdings die mit Sternchen versehenen Widerstandswerte weitgehend von den Exemplarstreuungen insbesondere des T1 — die erheblich sein können — abhängig. Die angegebenen Richtwerte gelten daher nur für einen MOSFET T1 mit den dafür im Bild angegebenen Daten, was für T1 die Auswahl eines geeigneten Exemplars notwendig macht. Wenn mit P1 (einzustellen auf eine über P4 gemessene Emitterspannung an T4 von 5 ... 6 V-) kein befriedigender Abgleich möglich ist, müssen die mit Stern versehenen Widerstandswerte nach Versuch

etwas abgeändert werden, womit sich allerdings die Temperaturstabilität des Verstärkers etwas verschlechtert. Für T1 sind hier im übrigen auch vorteilhaft Import-MOSFET (z. B. Typ 3 SK 21 und ähnliche, auch n-Kanal-SFET sind geeignet) verwendbar, die häufig bei den hier geforderten niedrigen Werten für I_{DSS} und U_P eine größere Steilheit als der SM 104 haben. Das Mustergerät wurde sowohl mit dem Typ 3 SK 21 als auch mit einem SM 104 mit den angegebenen Daten erfolgreich erprobt. Nach Einstellung von P1 (wozu der Generator durch Auftrennen der Leitung A stillgelegt werden sollte) werden P3 und P2 wechselseitig auf beste Amplitudenkonstanz beim Durchstimmen von P5a, b abgeglichen. Den Abgleich beginnt man mit voll nach plusseitigem Anschlag gedrehtem P2 und auf Höchstwert stehendem P3. Ist dabei kein Anschwingen erreichbar, müssen die mit Sternchen bezeichneten Widerstände variiert und P1 nachgeglichen oder notfalls T1 gewechselt werden. Nach Anschwingen gleicht man P2, P3 wechselseitig mehrmals ab und der Abgleich — der sehr sorgfältig erfolgen muß — wird mit P3 beendet. Optimale Werte für Klirrfaktor (weit unter 1 % erreichbar) und Amplitudenkonstanz erfordern für diesen Abgleich eine oszillografische Kontrolle der Ausgangsspannung. Für T3 ist im Hinblick auf die Temperaturkonstanz des Verstärkers ein pnp-Siliziumtransistor vorteilhaft (Importtypen aus der UdSSR und der ČSSR sowie dem NSW-Bereich sind auch für den Amateur sehr oft erhältlich, das Mustergerät verwendete zunächst einen GC 100, später einen KF 517). Ersatzweise kann auch ein üblicher DDR-Germaniumtyp GC 100 benutzt werden (P1 für Ge-Typ: 1 k Ω , für Si-Typ: 5 k Ω), wobei die Temperaturstabilität der Anordnung im Bereich zwischen +10 °C und +40 °C noch völlig ausreichend ist. Eine weitere Verbesserung in dieser Hinsicht läßt sich erreichen, wenn C3 durch eine Z-Diode ersetzt wird, womit man zugleich einen der unangenehm großen Elektrolytkondensatoren einsparen kann. Wegen der recht großen halbleiterbedingten Streuungen der Betriebswerte läßt sich aber für die statt C3 einsetzbare Z-Diode (Kathode

zum Emitter T4) kein konkreter Wert der Z-Spannung vorgeben. Man geht am besten so vor, daß zunächst provisorisch C3, wie im Bild angegeben, vorgesehen wird. Nachdem alle anderen Abgleicharbeiten vollzogen sind und der Generator einwandfrei arbeitet, mißt man mit hochohmigem Vielfachmesser die über C3 stehende Gleichspannung und wählt eine Z-Diode aus, die auf $\pm 0,5\text{ V}$ genau mit der gemessenen Spannung übereinstimmt. Sie wird statt C3 eingesetzt, parallel zu ihr muß dann — nach ganz geringfügigem Nachgleich von P1 — die annähernd gleiche Spannung wie zuvor über C3 meßbar sein. Der Vorteil dieser Variante liegt in einer nunmehr auch bei Verwendung eines Ge-Transistors für T3 ganz erheblich verbesserten Temperaturkonstanz des Verstärkers über einen weiten Umgebungstemperaturbereich. Unbedingt notwendig ist diese Maßnahme für den Amateurbereich aber nicht. Mit den am Bereichswahlschalter S1a, b angegebenen C-Werten erreicht man gestaffelt und mit ausreichender Überlappung an den Endanschlängen von P5a, b folgende Frequenzen: 10 ... 100 Hz, 100 Hz ... 1 kHz, 1 ... 10 kHz, 10 ... 100 kHz.

Da die Wienbrücke hier grundsätzlich noch hochohmiger



$R1, R2$	f
16 M Ω	20 ... 200 Hz
1,6 M Ω	200 Hz ... 2 kHz
160 k Ω	2 ... 20 kHz
16 k Ω	20 ... 200 kHz

Bild 4.7

Drehkondensatorabstimmung statt Tandempotentiometer für den Wienbrückengenerator nach Bild 4.6

ausgelegt werden kann, ist statt des Tandempotentiometers P5 auch eine Verstimmung mit Drehkondensator (der mühelos auf exakten Gleichlauf zu bringen ist) und — für die Bereichsumschaltung — mit Festwiderständen möglich. Bild 4.7 zeigt diese Variante, die man mit den Anschlüssen A und G in die Schaltung nach Bild 4.6 einsetzt. Für C1, C2 (Frequenzfeinwahl) wird ein für Rundfunkgeräte üblicher Doppeldrehkondensator benutzt. R1, R2 (die gleich groß sein müssen, die hochwirksame Amplitudenregelung läßt aber Wertabweichungen bis 10 % ohne Verschlechterung der Betriebsdaten zu, so daß man mit handelsüblichen Widerständen auskommt) werden umgeschaltet. Die erzielten Frequenzbereiche gibt die im Bild enthaltene Tabelle an. Die Frequenz kann für beide Schaltungsvarianten (für andere Potentiometerwerte in Bild 4.6) nach der Beziehung

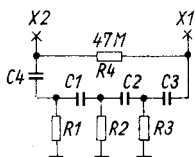
$$f = \frac{1}{6,28 \cdot R \cdot C} \quad (\text{in Hz, } M\Omega, \mu F)$$

berechnet werden. Die Variante nach Bild 4.7 erfordert allerdings wegen der geringen Kapazitätswerte und der extrem hochohmigen Leitungen einen sehr gedrängten Aufbau nach HF-technischen Gesichtspunkten. Beachte, daß der Mittelpunkt von C1, C2 auf Gatepotential liegt und damit sehr fremdspannungsempfindlich ist! Der Drehkondensator benötigt daher einen isolierten Rotor.

4.3.2. RC-Phasenschiebergeneratoren (Tiefstfrequenzgeneratoren)

Gelegentlich werden Sinusschwingungen mit Frequenzen unter 10 Hz benötigt. Auch hierfür ermöglichen MOSFET verblüffend einfache Lösungen (Bild 4.8). Benutzt wird eine Phasenkette 2. Ordnung (R1...R3, C1...C3). Die Näherungsgleichung für die Frequenzberechnung ist in Bild 4.8 angegeben. Für R1...R3, die gleichzeitig die Gatespan-

stärkung so eingestellt, daß die Schwingungen gerade einsetzen, aber noch nicht verzerrt sind. Die Beobachtung der Kurvenform bei derart tiefen Frequenzen ist allerdings mit Amateurmitteln schwierig (im Labor wurde dafür ein Kurvenschreiber benutzt). Man muß sich dann mit sorgsamer Einstellung von P1 auf Schwingungseinsatzpunkt begnügen. Im übrigen arbeitet diese Schaltung wegen der reinen MOSFET-Bestückung bei Schwankungen der Umgebungstemperatur und — in gewissen Grenzen — auch der Speisespannung sogar ohne weitere Maßnahmen erstaunlich stabil. Für höhere Frequenzen (einige Hertz bis zu ≈ 100 kHz) ist eine Phasenkette 1. Ordnung günstiger, die außerdem den Vorteil hat, daß die Widerstände sämtlich gegen Masse liegen und daher leichter regelbar sind. Bild 4.9 zeigt diese Variante, die sich — wenn R1...R3 regelbar sind — auch als ein in weiten Grenzen durchstimmbarer Tongenerator eignet. Die Näherungsformel für die Frequenz dieser Phasenkette sowie die weiterhin zu beachtenden Relationen sind in Bild 4.9 mit angegeben. Diese Schaltung wird bei X1, X2 in Bild 4.8 an Stelle der dort gezeigten Phasenkette eingesetzt. R4 ist hier als gleichspannungsmäßige Verbindung für die Gatevorspannung notwendig und soll mindestens $10 \cdot R1$ betragen, wodurch die Widerstände R1...R3 nicht wesentlich über $1\text{ M}\Omega$ haben dürfen, da auch R4 nicht beliebig groß sein darf. Um diese Phasenkette durchzustimmen, wäre ein Dreifachpotentiometer für R1...R3 mit sehr gutem



$C1 = C2 = C3!$ (keine Elkos!)
 $R1 = R2 = R3!$ (max. $\approx 3 \times 1\text{ M}\Omega$)
 $C4 \approx 10 \cdot C1$

$$f \approx \frac{1}{2,45 \cdot R1 \cdot C1} \text{ (Hz, } \text{M}\Omega, \mu\text{F)}$$

Bild 4.9

Phasenkette 1. Ordnung für die Schaltung nach Bild 4.8. Die frequenzbestimmenden Widerstände liegen hierbei einseitig sämtlich an Masse

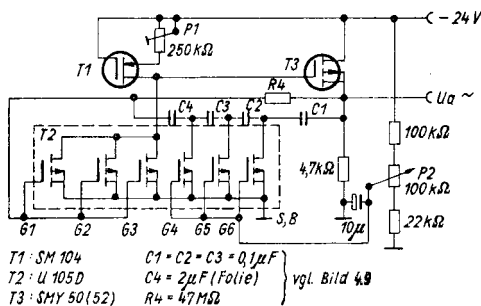


Bild 4.10 Gesamtschaltung eines durchstimmbaren Frequenzgenerators mit Verstärker nach Bild 2.4 und Phasenkette 1. Ordnung nach Bild 4.11. Für die frequenzbestimmenden Widerstände werden hier 3 Systeme des 6fach-MOSFET *U 105 D* (Gateanschlüsse G4...G6) benutzt, die Schwingfrequenz ist mit *P2* durchstimmbar. Die restlichen 3 MOSFET-Systeme dienen als Spannungsverstärker

Gleichlauf notwendig, das jedoch serienmäßig nicht zu haben ist. Hierfür bietet sich der Einsatz dreier MOSFET als regelbare Widerstände an. Wegen der notwendigen Kennliniengleichheit kommt dafür nur der 6fach-MOSFET *U 105 D* in Betracht. Bild 4.10 zeigt die entsprechende Schaltung für einen nach Bild 4.9 (mit Verstärker gemäß Bild 4.8) geschalteten NF-Generator. Vom *U 105 D* werden 3 Systeme für $R1 \dots R3$ (Bild 4.9) benutzt, die restlichen 3 Systeme arbeiten parallelgeschaltet als Verstärketransistor (*T2* in Bild 4.8), womit sich ein bestechend einfacher Aufbau ergibt. Der Vergleich der Bilder 4.8 bis 4.10 erübrigt weitere Erklärungen. *P1* wird wieder möglichst genau auf Schwingungseinsatz (bei allen Frequenzen erproben) eingestellt. Die Frequenzregelung erfolgt durch gemeinsame Gatevorspannungsregelung über *P2* (die Regelspannung kann auch beliebig anderer Herkunft sein, so daß dieser Generator auch als spannungsgesteuerter NF-Generator für anderweitige Zwecke benutzbar ist). Das Mustergerät ergab mit den in Bild 4.10 als Beispiel genannten R- und C-Werten einen mit *P2* durchstimmbaren

Frequenzbereich von 40 Hz ... 11 kHz! Dabei muß wegen der bei diesem Verstärker fehlenden Amplitudenregelung mit einem Klirrfaktor von maximal etwa 10 % bei den Endwerten des Frequenzbereiches gerechnet werden, was aber für viele Anwendungszwecke nicht stört. Diese Schaltungsvariante ist für die MOSFET-Schaltungstechnik typisch, mit anderen herkömmlichen Bauelementen kann man sie nicht oder nur mit weitaus höherem Aufwand realisieren.

4.4. Analog direktanzeigender Kurzzeitmesser für 1 ms ... 1 s

Kurzzeitmeßgeräte werden benötigt für die Messung einmaliger kurzer Vorgänge, z. B. Anzug- und Abfallzeiten von Relais, Öffnungs- und Schließzeiten von Relais- oder anderen Kontakten, Verschluszeitenmessung an Fotokameras. In Form digital anzeigender elektronischer Impulszähler sind solche Geräte sehr kostspielig und für den Amateur wie für den Werkstattgebrauch zu aufwendig. Der in Bild 4.11 gezeigte Kurzzeitmesser läßt sich mit recht geringem Aufwand leicht aufbauen. Die ausführliche Beschreibung dieser Schaltung sowie ihrer praktischen Anwendung ist in [21] zu finden.

Die Anzeige der gemessenen Zeit erfolgt mit linearem Skalenverlauf auf der 100teiligen Skale des Instruments I in Bild 4.11. Hierfür kann ohne weiteres der 50- μ A-Bereich eines vorhandenen Vielfachmessers benutzt werden. D4 schützt das Instrument gegen Überlastung bei Überschreiten der vorgewählten Meßzeit. Die Zeitmessung basiert auf der definierten Aufladung eines Kondensators (C1a ... d) mit konstantem Strom während der Meßzeit und anschließender Messung der am Kondensator aufgebauten, der Aufladezeit proportionalen Spannung. T3 ist die Konstantstromquelle für die Aufladung (siehe Abschnitt 5.2., Bild 5.5a). Die am Meßkondensator C1 während der Meßzeit entstandene Spannung hängt ab von der

ab, mit P3 kann man vor Meßbeginn den Nullpunkt des Instruments korrigieren (bei geschlossener Nullstelltaste Ta 1), und mit P2 eicht man einmalig den Endausschlag des Gerätes. Dieser Erstabgleich geschieht wie folgt: D3 wird zunächst fortgelassen, Ta1 geschlossen, P1 wie beschrieben und danach P3 auf genauen Instrumentnullpunkt eingestellt. Nunmehr öffnet man Ta1 (C1a...d können vorerst noch fehlen) und legt eine Hilfsgleichspannung von 1,2...1,5 V mit Minuspol an G1 des T1 an. Die hierfür erforderliche Hilfsspannungsquelle — eine kleine Knopf-, Gnom- oder Monozelle — muß, gegen Masse sehr gut isoliert, mit kurzen Leitungen angeschlossen werden. Mit dieser angelegten Hilfsspannung stellt man nunmehr P2 auf Instrumentvollausschlag ein. Die Hilfsspannungsquelle entfernt man wieder, und P2 wird später nicht mehr verändert. C1a...d und D3 können jetzt angeschlossen werden. Die spätere Meßbereichseichung geschieht grob mit der Wertauswahl für C1, die Feineichung im Bereich mit dem zugehörigen P4 durch Einstellung des Konstantladestrombetrags.

Transistor T2 bildet eine Startschaltung. Im Ruhezustand — alle Eingänge E1...E3 offen — ist das rechte System von T2 durchgesteuert, womit T3 am Sourceanschluß nahezu Massepotential hat. Die hohe negative Gatespannung an T3 sperrt diesen völlig — es fließt kein Ladestrom. Etwa auf C1 noch vorhandene Ladungen (von der vorhergehenden Messung) werden durch Schließen der Nullstelltaste Ta1 unmittelbar vor Meßbeginn beseitigt. Wegen der nicht unendlich hohen Isolations- und Sperrwiderstände wird C1 im Laufe einiger Minuten geladen, und das Instrument zeigt auch in Ruhe entsprechend allmählichen Zeigeranstieg. Deshalb ist Ta1 stets kurz vor Meßbeginn zu betätigen. Bei Meßbeginn wird vom Meßobjekt her (wie noch gezeigt wird, auf verschiedenen möglichen Wegen) das rechte T2-System gesperrt. Damit liegt der Sourcewiderstand von T3 an Minuspotential, und der C1-Ladestrom beginnt zu fließen, bis T3 durch Öffnen des rechten T2-Systems wieder sperrt. Die danach an C1 stehende, von

I angezeigte Spannung ist daher direkt der Meßzeit proportional. Nach Meßende verhindert D3 — die sehr gute Sperreigenschaften haben soll — eine Rückentladung von C1 über die Drain-Substrat-Diode von T3. Die Entladung von C1 kann jetzt nur über den Sperrwiderstand von D3 und vorhandene Isolationswiderstände erfolgen sowie über den Gateeingangswiderstand von T1. Bei sachgemäßem Aufbau und bester Isolation aller am Gate G1 des T1 liegenden Leitungen und Bauteile (D3 und C1a...d werden deshalb freitragend an S1 montiert) sind, wie sich zeigte, Isolationswiderstände um $10^{10} \Omega$ durchaus erreichbar, wenn T1 und D3 fehlerfrei sind und für C1a...d hochwertige Foliekondensatoren (Styroflex, ML-, MKC-, MKL-Typen) benutzt werden. Für Meßzeiten über 1 s wären hier allerdings Tantalkondensatoren erforderlich. Der von T3 abgegebene Konstantladestrom hängt sehr weitgehend von dessen Exemplardaten ab (geringe U_P -Werte ermöglichen längere Meßzeiten), deshalb lassen sich für C1a...d nur Richtwerte nennen, die im Einzelfall erprobt werden müssen. Beim Mustergerät ergab sich mit $P4 \approx 3,5 \dots 4 \text{ M}\Omega$ für einen Zeitmeßbereich von 1 ms $C1 = 10 \text{ nF}$, für 10 ms war $C1 = 0,1 \mu\text{F}$, für 0,1 s $C1 = 1 \mu\text{F}$, für 1 s demgemäß $C1 = 10 \mu\text{F}$. Da linearer Zusammenhang besteht, können aus einem ermittelten C-Wert weitere Zwischenwerte abgeschätzt werden; eine Vorausberechnung ist wegen der zahlreichen unkontrolliert eingehenden Exemplarstreuungen praktisch zwecklos. Nach Meßende sinkt der Instrumentanzeiger auf Grund der Eigenentladung von C1 wieder langsam ab. Durch diesen Effekt (die Ablesung muß also sofort nach Meßende erfolgen) ist für C1 eine untere Grenze gegeben. Meßbereiche unter 1 ms sind daher kaum sinnvoll. Beim Mustergerät ergab sich in diesem Bereich mit $C1 = 10 \text{ nF}$ noch ein genügend langsamer Zeigerrücklauf, um das Meßergebnis in Ruhe mit einer für Werkstattzwecke genügenden Genauigkeit von 2 bis 3 % ablesen zu können. Da die Skalenanzeige sehr gut linear verläuft, genügt ein Eichpunkt je Meßbereich in Nähe des Skalenendes. Für diese Ersteichung (mit C1-Auswahl und zu-

gehörigem P4) ist allerdings ein zeitlicher Vorgang (Schaltvorgang, Einzelimpuls) genau bekannter Dauer erforderlich. Soweit dafür nicht vorübergehend ein industrielles Kurzzeitmeßgerät als Vergleichsnormal verfügbar ist, kann sich der Amateur mit guten Fotokameras genau bekannter Verschlusszeit, getriggert ausgelösten Impuls-
generatoren (monostabiler Multivibrator) behelfen. In Werkstätten sind oft Oszillografen mit geeichter Zeitbasis und Anschluß für einmalige Triggerung vorhanden. Hier kann deren einmaliger Zeitablenkungs-Spannungssprung als Zeitnormal benutzt werden. Um einen universellen Einsatz des Gerätes zu ermöglichen, sind mehrere Steuereingänge E1 ... E3 vorhanden, die eine Anpassung an die verschiedensten Meßaufgaben ermöglichen ([21]). D1, D8 und D9 dienen ebenfalls diesem Zweck und sichern die Eingänge weitgehend gegen Überlastung. Bild 4.12 zeigt einige Möglichkeiten für die Ansteuerung des Kurzzeitmessers. Bei a erfolgt die Zeitmessung während der Kontaktschließzeit des Kontakts K, bei b wird die Öffnungszeitdauer des Kontakts K gemessen. Nach c kann eine vom Prüfobjekt herrührende Steuerspannung U_{e1} mit gegen Masse negativer Polarität benutzt werden, die zwischen -8 V und -300 V liegen kann; gemessen wird die Zeitdauer des Anliegens von U_{e1} .

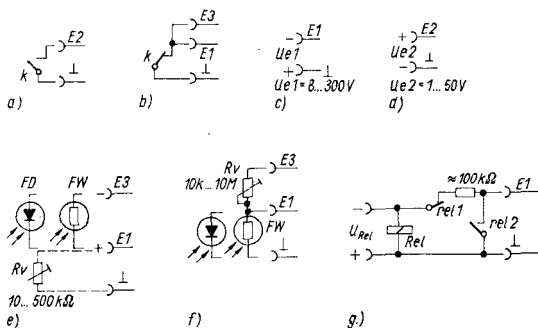


Bild 4.12 Verschiedene Ansteuerungsmöglichkeiten für den Kurzzeitmesser.
Anwendung siehe Text

Ist U_{e1} kleiner als 3 V (etwaige Restspannung vom Prüfling her), so kommt sie nicht störend zur Wirkung. Eine gegen Masse positive Spannung zwischen +1 V und +50 V schließt man nach Bild 4.12d an, auch hier wird die Einschaltzeitdauer für U_{e2} registriert. Kontaktlose Messungen mechanischer Abläufe (Kameraverschlüsse) sind mit Fotowiderstand oder Fotodiode nach dem Lichtschrankenprinzip erfaßbar. Nach Bild 4.12e geschaltet, erfolgt die Messung während der Hellzeit (Beleuchtungsdauer) auf FW bzw. FD, nach f geschaltet geschieht die Zeitmessung während der Dunkelzeit des Lichtempfängers. R_v ist bei Variante f erforderlich, sein Wert richtet sich nach Typ und Daten des Lichtempfängers (in weiten Grenzen variabel) und Beleuchtungsstärke. Einstellung nach Versuch auf sicheres Ansprechen des Meßgerätes. Bei Bild 4.12e kann R_v eventuell entfallen, er verringert nur die Empfindlichkeit des Lichtempfängers gegen möglicherweise vorhandenes Streu- oder Nebenlicht, falls der Kurzzeitmesser bei abgedunkeltem Lichtempfänger nicht stillgesetzt wird. In Bild 4.12g ist schließlich noch ein Beispiel für eine Relais-Anzugszeitverzögerungsmessung gezeigt. Man benutzt zur Auslösung die Relaisbetriebsspannung U_{Rel} des Prüflings und — je nach Vorhandensein — entweder rel1 oder rel2 des zu prüfenden Relais Rel. Mit Anlegen von U_{Rel} wird der Zeitmesser gestartet und durch den vom Prüfling betätigten rel-Kontakt wieder gestoppt. Die Abfallzeit von Rel kann ebenso gemessen werden, wenn Eingang E2 statt E1 benutzt, aber U_{Rel} , wie in Bild 4.12g angegeben, gepolt wird; es muß dabei rel1 benutzt und der Widerstand in Bild 4.12g überbrückt werden, rel2 entfällt. Ähnliche Kombinationen lassen sich für alle vorkommenden Meßaufgaben stets finden.

5. Sonderanwendungen

5.1. Berührungsschalter

Derartige Schalter (auch *Sensorschalter* genannt) [1] lassen sich mit MOSFET sehr vorteilhaft aufbauen. Eine Übersicht über Aufbau, Anwendungsmöglichkeiten und Eigenschaften gibt in sehr instruktiver Form [19], hierauf sei besonders verwiesen.

5.1.1. Ein/Aus-Berührungsschalter

Ein Sensorschalter für Relaisbetätigung kann mit bistabilem Multivibrator bereits nach Bild 3.2 aufgebaut werden. In diesem Bild sind lediglich folgende Ergänzungen nötig: Die Minusleitung wird an Masse gelegt, die Betriebsspannung positiv (an allen Massepunkten in der Darstellung nach Bild 3.2) zugeführt. Die an den Eingängen liegenden Gatewiderstände werden auf $10 \dots 22 \text{ M}\Omega$ erhöht, und zum Schutz der Gates von T3, T4 wird den Eingängen E1, E2 je ein Widerstand ($470 \text{ k}\Omega \dots 1 \text{ M}\Omega$) in Serie geschaltet. Diese Widerstände führen zu den Sensorschaltflächen. Sie bestehen bei allen Sensorschaltern aus einer mit der Fingerkuppe berührbaren kleinen ring- oder streifenförmigen Metallkontaktfläche, die in etwa $1 \dots 2 \text{ mm}$ Abstand ein an Minuspotential (im vorliegenden Fall gleich Masse) liegender Gegenkontaktring oder Gegenkontaktstreifen umgibt. Zwischen diesen Elektroden, die bei Berührung mit der Fingerkuppe durch den Hautwiderstand hochohmig überbrückt werden, ist beste Isolation (schmutz- und staubabweisendes Kunststoffmaterial) nötig. Der hochohmige Hautwiderstand genügt bei Berührung des Sensors zum Ansteuern von T3 bzw. T4 in Bild 3.2, womit der Flip-Flop gekippt wird und das Relais schaltet. Zum Schutz gegen

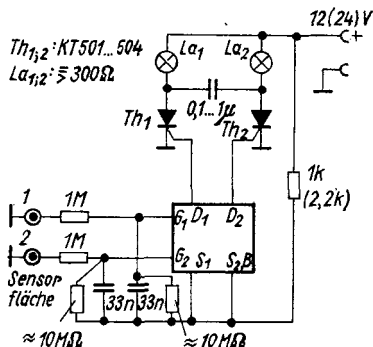


Bild 5.1
Ein/Aus-Berührungsschalter. Die zu schaltende Last ist hier durch Lampen symbolisiert. Lastschaltung erfolgt mit Thyristoren kontaktlos

Fremdwechselspannungen (Netzfrequenz!) können zwischen Gate und Source von T3, T4 bedarfsweise noch Kondensatoren ($\approx 10\text{ nF}$) parallel gelegt werden. Ein relaisloser Sensorschalter nach ähnlichem Prinzip ist mit Thyristoren gemäß Bild 5.1 realisierbar [20]. Der Doppel-MOSFET *SMY 51* wurde hier nur symbolisch dargestellt (siehe Bild 1.16b). Beim Berühren der Sensorfläche 1 wird System 1 geöffnet. Drain D1 zieht Strom und zündet hiermit den Thyristor Th1, so daß La1 aufleuchtet. Beim Berühren der Sensorfläche 2 wird ebenso Th2 durch den Drainstrom von D2 gezündet, wobei über den zwischen beiden Thyristoranoden liegenden Kondensator die Löschung des jeweils anderen Thyristors erfolgt (siehe [1]). Statt La1, La2, die hier nur symbolisch den Verbraucher darstellen, können wiederum Relais oder andere Verbraucher (Mindestwiderstand $300\ \Omega$) liegen. Statt der 1-A-Importthyristoren *KT 501...KT 504* sind auch andere 1...3-A-Typen (*ST 103/1...6*) verwendbar, deren Zündstrombedarf nicht über etwa 10 mA liegen soll.

Eine originelle und sehr einfache Lösung zum Ansteuern von TTL-Schaltkreisen über Sensorschalter zeigt Bild 5.2. Die Sensorfläche benötigt keinen Gegenkontakt, jedoch setzt sie das Vorhandensein eines Wechsellagefeldes (in Wohnräumen stets durch die vorhandenen Netzspannungsleitungen gegeben) voraus. T1 ist im Ruhezustand

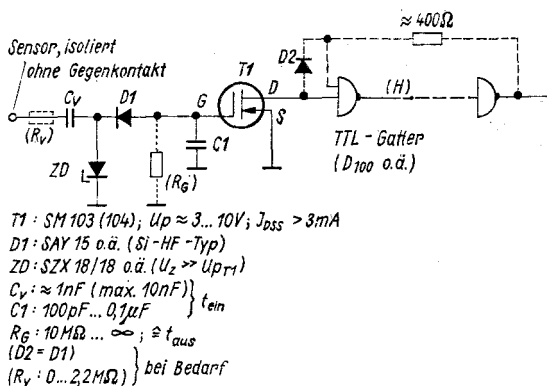


Bild 5.2 Spezielle Variante eines Sensorschalters zur Ansteuerung digitaler Schaltungen mit Integrierten TTL-Schaltkreisen der D-10-Serie. Geeignet auch als Eingabetastatur für prellfreie Signaleingaben

genügend weit durchgesteuert, so daß der nachgeschaltete TTL-Gattereingang (Schaltkreisserien D 10..., SN...) auf Potential „Tief“ gehalten wird. Sobald man den Sensor berührt, erfolgt über ZD, D1 Gleichrichtung der vom Körper (als „Antenne“ anzusehen) eingefangenen Fremdwechselspannung, wobei ZD zugleich das MOSFET-Gate schützt. T1 sperrt und legt den Gattereingang auf Potential „Hoch“. Um für nachfolgende TTL-Schaltungen ein TTL-gerechtes Signal zu erreichen, kann erforderlichenfalls das Gatter mit D2 und einem zweiten Gatter (punktiert angedeutet) in der für TTL-Schaltkreise üblichen Technik zu einem Schmitt-Trigger erweitert werden, was besonders bei größeren Werten für C1 (und damit bedingtem schleichendem Schalten von T1) ratsam ist. T1 soll einen I_{DSS} von mindestens 3 mA haben und ist ansonsten völlig unkritisch; geringe U_p -Werte ergeben etwas höhere Empfindlichkeit. Die Z-Spannung der ZD muß erheblich über dem Wert U_p des T1 liegen und kann zwischen 16 V und 22 V betragen. Wird mit sehr hohen Eingangsspannungen gerechnet und ist C_V wesentlich größer als 1 nF, so kann zum Gateschutz noch

R_V (punktiert angedeutet) vorgesehen werden. Im übrigen sind alle Dimensionierungshinweise aus Bild 5.2 zu entnehmen. Mit C_V und C_1 kann man die Trägheit des Einschaltverhaltens (ratsam als Sicherheit gegen Störspannungsspitzen), mit einem zusätzlichen R_g nach Bedarf (falls C_1 groß ist) die Ausschaltträgheit entsprechend dem vorgesehenen Zweck bestimmen. Diese Schaltung ist somit insgesamt recht variabel und ergab bei der Erprobung eine erstaunlich große Empfindlichkeit und gute Betriebssicherheit. Sie hat sich beim Verfasser sehr gut zur kontaktprellfreien Signaleingabe für TTL-bestückte Geräte verschiedener Art bewährt (kontaktlose Tastaturen!).

5.1.2. Sensorumschalter mit richtungsabhängiger Betätigung

Bild 5.3 zeigt einen — ebenfalls als bistabiler Multivibrator aufgebauten — Sensorschalter mit einer einzigen 3teiligen Schaltfläche, bei dem der Schaltzustand „Ein“ oder „Aus“ von der Richtung abhängt, Mit der die Fingerkuppe die Sensorflächen überstreift. Natürlich sind auch getrennte Sensorflächen (ähnlich Bild 5.1) möglich. Beim Versuchsmuster bestand die Sensorfläche einfach aus drei mit etwa 2 mm Zwischenraum parallel zueinander angeordneten

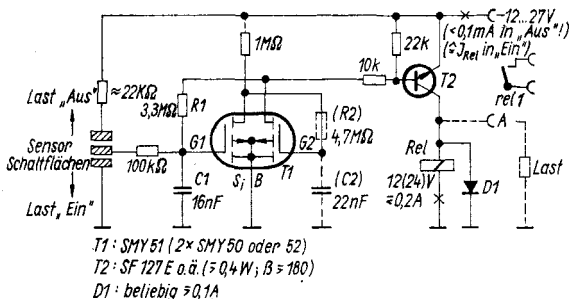
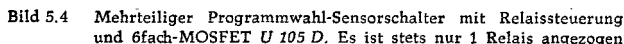


Bild 5.3 Sensorschalter mit von der Betätigungsvorrichtung abhängigem Zustand. Die dreiteilig ausgeführte Schaltfläche wird mit der Fingerkuppe überstrichen („Wischschalter“)

6...8 mm langen blanken Drahtstücken. Der Schaltzustand des bistabilen Multivibrators T1 hängt davon ab, gegen welche der äußeren Sensorflächen die leicht darüberstreifende Fingerkuppe zuletzt eine Brücke bildet. Ist dies für Betätigungsrichtung „Aus“ der Minuspol der Speisenspannung, so öffnet T1-System 1, womit System 2 sowie T2 sperren. Das Relais oder die statt diesem bei A angeschlossene Verbraucherlast bleibt abgeschaltet. Bei umgekehrter Betätigungsrichtung wird das Gate G1 gegen Masse gebrückt und dessen Gatespannung so weit abgesenkt, daß dieses System sperrt, womit seine Drainspannung G2 und damit auch T2 durchsteuert. Auswahl der Halbleiter ist nicht notwendig; bei $U_T < 4,5 \text{ V}$ arbeitet die Schaltung auch schon mit 9 V Betriebsspannung. Die hochohmige Dimensionierung hat den erheblichen Vorteil, daß das Gerät im „Aus“-Zustand weniger als 0,1 mA aufnimmt und daher eine Batterie auch bei sehr langer Bereitschaftszeit nicht nennenswert belastet. Um bei der Betätigung Fehlschaltungen durch die — in Nähe von Netzleitungen stets vorhandenen — Fremdspannungen zu verhindern, erwies sich C1 als notwendig; 16 nF sind der optimale Kompromiß zwischen Störsicherheit und noch nicht merkbar störender Schaltträgheit bei schnellem Überfahren des Sensors. Allerdings bewirkt C1 beim Anlegen der Betriebsspannung, daß der Flip-Flop grundsätzlich zunächst in „Ein“-Stellung geht. Damit man Fehleinschaltungen bei etwa möglicher Unterbrechung und Wiederkehr der Betriebsspannung vermeidet, kann man bedarfsweise R2, C2 vorsehen. Die Schaltung geht dann beim Anlegen der Betriebsspannung grundsätzlich in „Aus“-Stellung, sofern die Beziehung $R1 \cdot C1 < 0,5 \cdot R2 \cdot C2$ eingehalten wird. Richtwerte sind in Bild 5.3 angegeben.

5.1.3. Mehrteilige Berührungsschalter

Für den Programmwahlschalter, Stufenschalter und Anwendungsfälle, bei denen üblicherweise Tastenschaltersätze be-



110

rige Drainanschluß (14...8) gegenüber. Beim Berühren einer Sensorfläche öffnet der zugehörige MOSFET und bringt mit seinem Drainstrom das zugeordnete Relais — z. B. VI bei Berühren der Sensortaste IV — über die Entkopplungsdiode (D4 im Beispiel) zum Anzug. Über seinen Relaiskontakt IV_1 legt sich das Relais in Selbsthaltung und bleibt daher auch nach Loslassen der Sensorfläche angezogen. La4 zeigt das gewählte Programm an (man kann die Anzeigelampen sehr vorteilhaft direkt unter den Sensorflächen anordnen, wenn diese als ring- oder halbringförmige Elektroden auf durchscheinendem Isoliermaterial — Piacrylglas o. ä. — montiert werden). Da der MOSFET nur den Relaisstrom von maximal 25 mA verträgt, werden die Lampen über die ohnehin notwendigen Relaisparalleldioden (im Beispiel D 10 für La4) entkoppelt. Wird nun eine andere Sensortaste betätigt — z. B. VI —, so öffnet das anziehende Relais VI mit VI_1 den Selbsthaltestromkreis aller nachfolgenden Relais. Damit ist gewährleistet, daß stets nur ein Relais angezogen sein kann. Dies entspricht der gegenseitigen Verriegelung bei mechanischen Tastenschaltern. Damit diese Verriegelung in beiden Richtungen arbeitet, wird zugleich beim Öffnen eines MOSFET über D14...D19 eine positive Spannung an die Basis von T1 abgegeben, die T1 öffnet und über Hilfsrelais H den 100- μ F-Elektrolytkondensator lädt. Der Ladestromstoß läßt H kurz anziehen und sofort wieder abfallen. Mit h1 wird die Selbsthalteleitung aufgetrennt, und damit werden zunächst sämtliche Relais (bis auf das über Sensortaste betätigte) zum Abfall gebracht, so daß, nachdem h1 wieder geschlossen ist, das gewählte Relais in Selbsthaltung gehen kann. Für H genügt eine Anzugszeit von 50 ms, maximal 100 ms. Mit Loslassen der Sensortaste wird T1 wieder gesperrt, und der 100- μ F-Elektrolytkondensator entlädt sich sehr schnell über D13 und den 680- Ω -Widerstand, so daß die Hilfsschaltung sofort erneut betriebsbereit ist und die Betätigung zügig erfolgen kann. Diese Programmwahlschaltung eignet sich auch für kabelgebundene Fernbedienung. Man bringt dann den U 105 D zusammen mit den Sensorflächen und allen

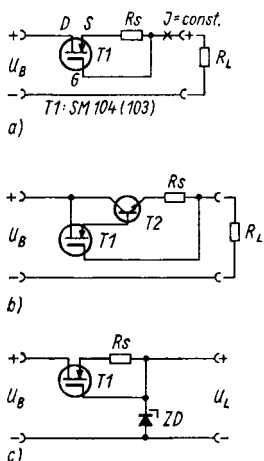


Bild 5.5
Konstantstrom-Zweipole mit MOSFET.
a – für Ströme vorzugsweise im μA -Bereich, b – für Ströme im mA -Bereich, c – Anwendung des Konstantstromzweipols als Vorwiderstand für eine Z-Diode

an den Gates liegenden Bauelementen in unmittelbarer Nähe der Sensorflächen (beispielsweise in einem kleinen Handschalterkästchen) unter und führt diesem Handschalter über Kabel Masse, Plusleitung und die relativ unkritischen Drainzuleitungen (Anschlüsse 8...14) zu. Die Sensorzuleitungen müssen bei allen derartigen Schaltungen sehr kurz und möglichst freitragend angeordnet werden; der MOSFET gehört also stets in die Nähe der Sensoren.

5.2. Konstantstrom- und Konstantspannungsquellen

Konstantstromquellen lassen sich mit MOSFET besonders einfach realisieren. Bild 5.5a zeigt einen Konstantstromzweipol mit einem n-Kanal-Verarmungs-MOSFET SM 104 (ersatzweise SM 103). Der durch den (hier symbolisch angenommenen) Lastwiderstand R_L fließende Strom erzeugt am Sourcewiderstand R_s einen Spannungsabfall, der als Gate-spannung an T1 wirksam wird. Ist R_s genügend groß, so

stellt sich T1 infolge der dann wirksamen starken Source-gegenkopplung auf einen Spannungsabfall über R_s nahe der Abschnürspannung U_P ein. Der dafür erforderliche Strom wird von T1 konstantgehalten, wenn sich U_B in einem weiten Bereich ändert. R_L wird also — nahezu unabhängig von U_B -Schwankungen — von konstantem Strom durchflossen. Um ausreichende Stromstabilisierung zu erreichen, soll $I_{const} \leq 0,3 \cdot I_{DSS}$ des T1 sein, diese einfache Schaltung eignet sich daher vorzugsweise für Ströme bis etwa 1 mA, ist aber für Ströme im μA -Bereich ausgezeichnet geeignet. Der Wert für U_B hängt vom Spannungsabfall über R_L und von U_P des T1 ab und muß mindestens 1 ... 2 V über der Summe beider liegen. Damit eignet sich diese Schaltung für Spannungen zwischen etwa 9 V und 25 V, wenn nötig, muß man T1 auf niedrigen U_P -Wert aussuchen. Bei gegebenem T1 läßt sich mit R_s unmittelbar der Betrag für I_{const} einstellen. Anwendungen zeigen Bild 2.4 und Bild 4.11 (dort jeweils T3). Um diese Schaltung auch für größere Ströme (1 ... 100 mA) geeignet zu machen, kann sie gemäß Bild 5.5b erweitert werden; die Funktion ist prinzipiell die gleiche. Auch hier bestimmen R_s und $U_{P(T1)}$ den Wert für I_{const} . Die für T2 notwendige Belastbarkeit läßt sich mit dem für I_{const} vorgegebenen Betrag genügend genau nach der Beziehung $P_{V(T2)} \approx (U_B - U_{RL} - U_{Rs}) \cdot I_{const}$ errechnen, wobei $U_{Rs} \approx U_{P(T1)}$ gesetzt werden kann. Für T2 kann jeder übliche npn-Si-Transistor (SF 126) mit nicht zu geringem Stromverstärkungsfaktor verwendet werden. Die Funktionseinheit T1, R_s und T2 läßt sich als Zweipol schaltungstechnisch sehr günstig handhaben, da sie kein Bezugspotential (keine Referenzspannung) benötigt. Eine mögliche vorteilhafte Anwendung zeigt Bild 5.5c. Die Konstantstromquelle T1, R_s wird hier als Vorwiderstand für eine Z-Diode (statt des dafür sonst üblichen einfachen Vorwiderstands) benutzt. ZD sorgt für konstante Spannung U_L . Liegt U_B nur wenig über U_L , so würde ein einfacher Vorwiderstand relativ klein und der Stabilisierungsfaktor entsprechend schlecht sein. Mit der Konstantstromquelle kann hier ein um mindestens eine Größenordnung höherer Sta-

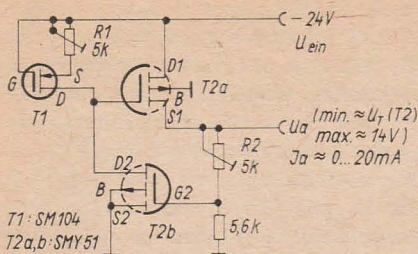
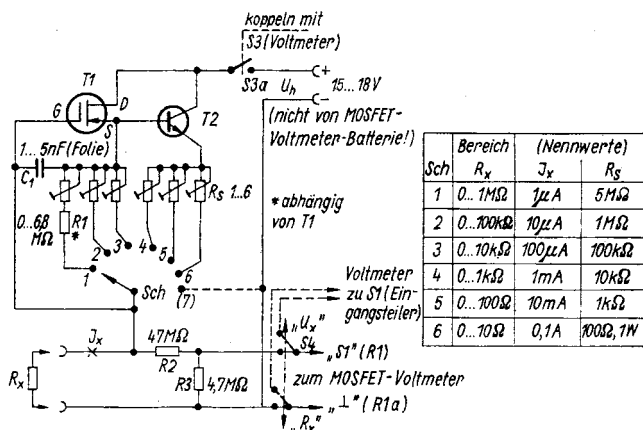


Bild 5.6 Temperaturkonstante Referenzspannungsquelle mit einstellbarer Ausgangsspannung ohne Z-Diode

bilisierungsfaktor erreicht werden. U_B muß nach dem Gesagten wenigstens $1 \dots 2V$ größer sein als die Summe von U_L (der ZD-Spannung) und $U_{P(T1)}$.

Für die Bereitstellung stabiler Referenzspannungen werden üblicherweise Z-Dioden benutzt, derartige Schaltungen haben aber oft einen störend großen Temperaturkoeffizienten. Hier ist eine einfache und MOSFET-typische Lösung möglich, die von H. Kühne ([17]) angegeben wurde und ausgezeichnete Temperaturstabilität aufweist (Bild 5.6). Eine Konstantstromquelle T1, R1 (entsprechend Bild 5.5a) stellt den Drainarbeitswiderstand für T2 b dar. Mit R1 wird der Drainstrom für T2 b auf etwa 2 mA (Nullpunkt des Temperaturkoeffizienten des MOSFET, siehe Abschnitt 1.6.) eingestellt (für sehr hohe Anforderungen stellt man nach Kontrollmessungen auf den für das benutzte T2-Exemplar gültigen Drainstromwert für $T_K = 0$ ein). T1 wählt man nach den zu Bild 5.5a genannten Gesichtspunkten auf geringen U_P -Wert aus. Nach Anlegen der Eingangsspannung U_{ein} erhält T2 a (als Sourcefolger arbeitend) negative Gatespannung über T1 und öffnet daher. Die Sourcespannung — bei U_a als Ausgangsspannung verfügbar — kann aber nur so weit ansteigen, bis über R2 am Gate G2 die Schleusenspannung erreicht ist. Dann öffnet T2 b, und U_a stellt sich so ein, daß T2 b genau den von T1 gelieferten Konstantstrom über-

nimmt. Falls U_a ansteigen will, öffnet T2 b weiter und senkt seine Drainspannung und damit Gate- und Sourcepotential für T2 a entsprechend stark ab. Ein Vorteil dieser Anordnung ist neben der sehr guten Temperaturstabilität von U_a (nach [17]: $< 0,2 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$) die Einstellbarkeit der Ausgangsspannung bis herab zu $\approx U_T$ des T2 b (die praktisch nutzbaren Einstellungsgrenzen für U_a sind in Bild 5.6 angegeben) mit R2. Die notwendige Eingangsspannung muß mindestens $1 \dots 2 \text{ V}$ über der Summe $U_a + U_{T(T2 a)} + U_{P(T1)}$ liegen, bei $U_a \leq 6 \text{ V}$ und entsprechender Transistorauswahl können für U_{ein} bereits $12 \dots 15 \text{ V}$ genügen [17]. Ein Vorteil dieser Schaltung ist, daß sie nur 2 Transistoren und 3 Widerstände benötigt (bei besseren Eigenschaften als herkömmliche Schaltungen vergleichbaren Aufwands mit Z-Diode und bipolaren Transistoren).



T1: SM 104 ($U_p \leq 6 \text{ V}$) (für $U_h = 9 \text{ V}$: $U_{p T1} < 4 \text{ V}$)

T2: vorzugsweise SF 129 C...D: ($I_{CBO} < 0,1 \mu\text{A}$)

ersatzweise SF 131...136 C...E, SC 206...207c...e)

Bild 5.7 Linear direktanzeigender Ohmmeterzusatz zu dem MOSFET-Voltmeter nach Bild 4.5

5.3. Linear direktanzeigender Ohmmeterzusatz zum MOSFET-Voltmeter

Das unter 4.2.2. (Bild 4.5) beschriebene MOSFET-Voltmeter kann mit dem in Bild 5.7 dargestellten Widerstandsmeßzusatz ergänzt werden. Abweichend von den sonst für diesen Zweck und bei Vielfachmessern benutzten Schaltungen, die eine besonders zu eichende, nichtlineare Ohmskala erfordern, arbeitet die hier gezeigte Schaltung nach dem Prinzip der Speisung des unbekannten Widerstands R_x mit konstantem Strom. Parallel zu R_x wird der Spannungsabfall gemessen, der nach dem Ohmschen Gesetz bei konstantem Strom direkt R_x proportional ist. Damit kann die R_x -Ableseung unmittelbar auf der vorhandenen linearen Spannungsskala des MOSFET-Voltmeters erfolgen, und neben einer leichteren und genaueren Ablesung kann man auf die zusätzliche Skaleneichung verzichten. Meßbereichsumschaltung für R_x kann sehr einfach durch Umschalten des Konstantstromwertes erfolgen. In Bild 5.7 ist Sch der Widerstandsmeßbereichsumschalter (er kann mit dem Spannungsbereichsschalter S1 im MOSFET-Voltmeter kombiniert werden; Zweiebenenschalter oder erstklassig isolierter Tastenschaltersatz). Für die Speisung des R_x wird der konstante Meßstrom I_x durch eine Konstantstromquelle T1 (siehe Bild 5.5a), für höhere I_x -Werte gemäß Bild 5.5b mit T2 erzeugt. C1 schützt das Gate von T1 gegen von R_x her eindringende Störspannungen. I_x bemißt man je nach R_x -Bereich so, daß an R_x stets maximal 1 V abfällt; diese bei gegebenem I_x nur noch vom Wert R_x abhängende Spannung wird vom Voltmeter gemessen und unmittelbar in Ohm auf der 100teiligen Instrumentskala abgelesen (Skalennullpunkt = 0 Ω , Skalenende $\hat{=}$ Bereichsendwert R_x). Die in Bild 5.7 enthaltene Tabelle gibt für die Schalterstellungen von Sch die dazugehörenden Meßbereichswerte, durch R_x fließenden Meßströme und den in der Konstantstromquelle dafür einzusetzenden R_s -Wert an. Meßbar sind Widerstände zwischen etwa 1 Ω und maximal 1 M Ω (je nach Materiallage kann der Amateur einen 7. Bereich für

10 M Ω vorsehen, wozu aber der zugehörige und fein abzugleichende R_s -Wert bei etwa 100 M Ω liegt, was Probleme bei der Auswahl für T1 und T2 sowie bei Aufbau und Eichung bringt. I_x beträgt dann nur noch 0,1 μ A!). Der Prüfling R_x wird im Extremfall mit maximal 0,1 W und 1 V belastet. Bei sorgfältigem Abgleich liegt der Meßfehler dieses Ohmmeters bei höchstens 3 % und damit unter dem der üblichen Ohmmeter. S3 a kann man mit Einschalter S3 des MOSFET-Voltmeters (Bild 4.5) koppeln, für die Meßhilfsspannungsquelle U_h muß man jedoch eine getrennte Batterie benutzen. Speisung aus der MOSFET-Voltmeterbatterie ist nicht möglich, U_h braucht nicht besonders stabilisiert zu werden. Die im Bild angedeutete Stellung 7 kann man — wenn am Sch ohnehin vorhanden — für den Nullpunktgleich des Voltmeters benutzen (P1 in Bild 4.5), da bei nicht angeschlossenem R_x stets Skalenendausschlag überschritten wird (sinnrichtig entsprechend $R_x \rightarrow \infty$ und für den überlastungsfesten Voltmetereingang ohne Bedeutung). Kombiniert man Sch nach Bild 5.7 mit S1 im Voltmeter (Zweiebenenschalter 8stufig, oder Tastenschalter), so sieht man S4 in Bild 5.7 als Betriebsartumschalter (Meßart „ U_x “ oder „ R_x “) vor. Der Eingangsteiler und S1 im Voltmeter werden bei R-Messung nicht benutzt. R2, R3 nach Bild 5.7 teilen die an R_x stehende Spannung auf den Wert des niedrigsten Voltmeterbereiches (0,1 V) herunter. Diese Widerstände müssen nicht engtoleriert sein, da ihre Werte in den späteren R_s -Abgleich eingehen. Für R1, R2 und R3 genügen deshalb handelsüblich mit 10 % tolerierte Ausführungen. R1 kann erforderlich werden, sein Wert richtet sich nach dem U_P -Wert des T1, da Abgleichregler für R_s nur bis 5 M Ω handelsüblich sind. $R_{s1} \dots R_{s6}$ schließt man im entsprechenden R_x -Bereich und mit einem bei R_x im Wert genau bekannten Vergleichswiderstand (der dem Bereichsendwert entsprechen oder nahe bei diesem liegen soll), auf den zugehörigen Skalenpunkt geeicht, an. Dieser einmalige Abgleich auf einen Punkt je Bereich genügt wegen des linearen Skalenverlaufs, so daß man bei der Eichung mit 6 im Wert genau bekannten Eichwiderständen auskommt. Für

T2 sollte ein sehr reststromarmer Transistor benutzt werden (Vorzugstypen sind in Bild 5.7 angegeben), anderenfalls kann sich die Meßgenauigkeit bei Umgebungstemperaturschwankungen merklich verschlechtern, wovon besonders die Bereiche 1 bis 3 (!) betroffen sind. Maßgebend für T2 ist hier der Kollektor-Basis-Reststrom I_{CBO} bei offenem Emitter. Die genannten Transistoren genügen, soweit nicht unbekannter Herkunft oder Bastlerware, auch ohne vorherige Auswahl dieser Forderung.

6. Literatur

- [1] H. Jakubaschk: Das große Elektronikbastelbuch, 4., erweiterte Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- [2] E. Lessen: Feldeffekttransistoren — Eigenschaften und Anwendungen, Bd. 131 der Reihe „electronica“, Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- [3] H. Kühne: Digitale Messung der Arbeitssteilheit von Feldeffekttransistoren, „radio fernsehen elektronik“ 22 (1973), H. 1, S. 10—12
- [4] Kombinat VEB *Funkwerk* Erfurt, Datenkataloge „MOS-Feldeffekttransistoren, Information — Applikation“ und „MOS-Schaltkreise, Information — Applikation“, Ausgaben 1972/1973
- [5] Tschierske: Die MOS-Transistoren des Kombinats VEB *Funkwerk* Erfurt und ihre Anwendung, „radio fernsehen elektronik“ 19 (1970), H. 5, S. 141—143
- [6] Henkel: Serie Digitale Informationsverarbeitung, Folge 37, „radio fernsehen elektronik“ 20 (1971), H. 17, S. 557—558
- [7] H. Kühne: Schaltbeispiele mit dem Doppel-MOSFET SMY 51, „radio fernsehen elektronik“ 22 (1973), H. 17, S. 572 ff.
- [8] H. Kühne: MOSFET-Verstärker mit großer Spannungsverstärkung, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), H. 22, S. 718
- [9] H. Jakubaschk: Amateurtontechnik, 2., erweiterte Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [10] H. Jakubaschk: Lichtmengenschalter mit MOSFET für Fotolabors, „radio fernsehen elektronik“ 22 (1973), H. 2, S. 64 ff.
- [11] False: Schwingversuche mit den MOSFET SM 103 und SM 104, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), S. 552—553
- [12] Sauer: Einsatz des MOSFET SMY 52 in einem HF-

Verstärker für das 80-m-Band, „FUNKAMATEUR“ 1974, H. 6, S. 297 ff.

- [13] *Schubert*: Universalmeßgerät Dip-Meter. In: Elektronisches Jahrbuch 1975, S. 171–183, Militärverlag der DDR
- [14] *Koch*: Schwingfrequenzprüfung bei MOSFET, in: Elektronisches Jahrbuch 1975, S. 278, Militärverlag der DDR
- [15] *Schwarzenberg*: Voltmeter mit Doppel-MOSFET SMY 51, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), H. 2, S. 64
- [16] *Schlenzig, Bläsing*: Vielfachmesser mit Variante MOSFET-Volt- und Ohmmeter, Originalbauplan Nr. 27, Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- [17] *H. Kühne*: Temperaturstabiles Referenzelement mit dem Doppel-MOSFET SMY 51, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), H. 24, S. 811
- [18] Kombinat VEB *Funkwerk* Erfurt, Applikationsschrift „MOS-Feldeffekttransistoren — Applikationsbeispiele“, Erfurt 1973
- [19] *Jungnickel, Lange, Reichelt*: Berührungsschalter — Aufbau, Eigenschaften, Anwendung, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), H. 13, S. 428–430
- [20] *H. Jakubaschk*: Elektronische Berührungsschalter mit MOS-Schaltkreisen, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), H. 15, S. 484–486
- [21] *H. Jakubaschk*: Direktanzeigender Kurzzeitmesser mit MOSFET, „radio fernsehen elektronik“ 23 (1974), H. 24, S. 806 ff.
- [22] *B. Seeger*: Applikationsbeispiele mit MOS-Feldeffekttransistoren, „FUNKAMATEUR“ 1974, H. 6, S. 21, und H. 8, S. 31 (Beilageseiten)
- [23] *K. Streng*: Transistordaten, Militärverlag der DDR, Berlin 1975

